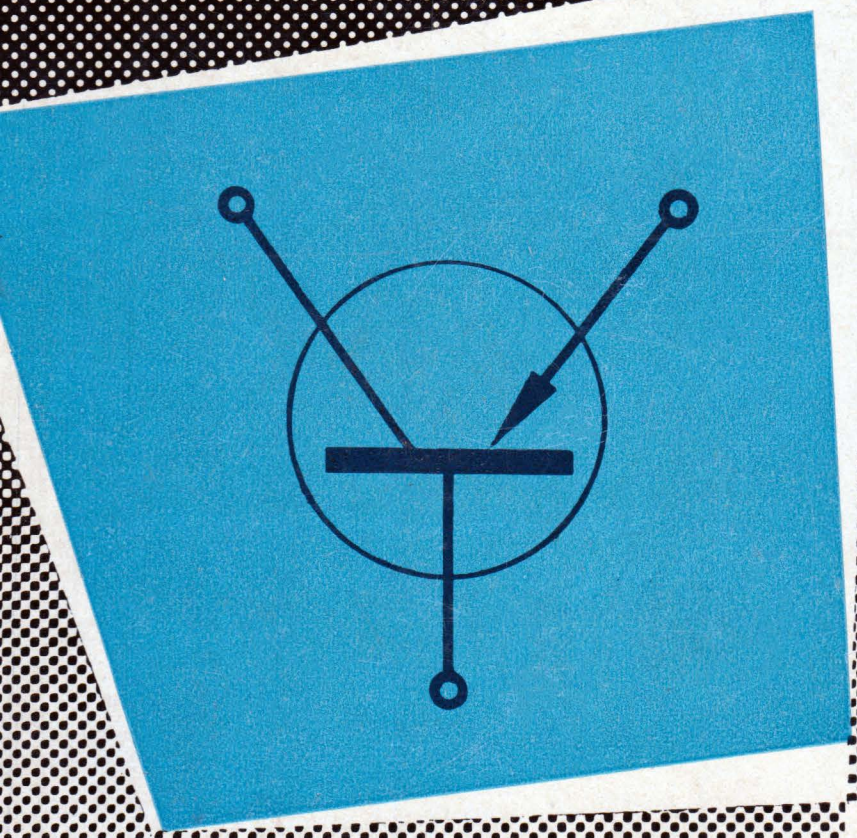
V. M. CĂTUNEANU
D. D. BUZNEA
E. A. STAINIC

Semiconductoarele IN TELECOMUNICAȚII



EDITURA TEHNICĂ

Ing. D. D. BUZNEA ☆ Ing. V. M. CĂTUNEANU ☆ Ing. E. A. STATNIC
Candidat în Științe tehnice

SEMICONDUCTOARELE ÎN TELECOMUNICAȚII

EDITURA TEHNICĂ
București – 1962

Arhiva digitala SaDAng

Lucrarea explică fenomenele fizice care au loc în semiconductoare, insistînd asupra funcționării tranzistoarelor cu joncțiune.

Se descriu amplificatoare cu tranzistoare (audio și radiofrecvență, de curent continuu, video), oscilatoare (sinusoidale LC, RC, circuite basculante, blocate), radioreceptoare (cu amplificare directă, cu reacție și superreacție, superheterodină), emițătoare (modulate în amplitudine și în frecvență).

Se prezintă și se explică scheme de instalații de radioficare și sonorizare cu tranzistoare, de televizoare și de magnetofoane.

Se descriu scheme cu semiconductoare utilizate în telefonie automată, echipamente de curenți purtători și telegrafie.

Se prezintă scheme de aparate de măsurat cu tranzistoare.

Se descriu sursele de alimentare a aparaturii cu semiconductoare și sursele de alimentare care conțin semiconductoare.

În partea finală se prezintă metodele de măsurare a parametrilor diodelor semiconductoare și a tranzistoarelor. Se dau unele date asupra pieselor miniaturizate care intră în compunerea aparaturii cu semiconductoare.

În general lucrarea prezintă și explică scheme cu semiconductoare, marea majoritate cu valori, cu cele mai variate aplicații în telecomunicații.

Se adresează tehnicienilor, radioamatorilor, inginerilor și fizicienilor care se interesează de domeniul nou al semiconductoarelor.

Pentru orice observații, propuneri și sugestii, cititorii sînt rugați să se adreseze Editurii Tehnice, București, Oficiul P.T.T.R. 45, str. Știrbei Vodă nr. 37.

Tabla de materii

Pag.

Prefață 5

I. **Generalități asupra semiconductoarelor** . . . 7
1. Introducere 7
2. Procese fizice în semiconductoare . . 7
3. Joncțiunea *pn*. Efectul de redresare . . 21
4. Tranzistorul 28
Bibliografie 42

II. **Amplificatoare cu tranzistoare** 44
1. Introducere 44
2. Amplificatoare de audiofrecvență cu tranzistoare 49
3. Amplificatoare de radiofrecvență și de frecvență intermediară 58
4. Amplificatoare de curent continuu . . 63
5. Amplificatoare video 66
Bibliografie 68

III. **Oscilatoare cu tranzistoare** 69
1. Oscilatoare sinusoidale *LC* 69
2. Oscilatoare *RC* 76
3. Circuite basculante 77
4. Oscilatoare blocate 81
Bibliografie 86

IV. **Radioreceptoare cu tranzistoare** 88
1. Generalități 88
2. Radioreceptoare combinate cu tuburi electronice și tranzistoare 89
3. Radioreceptoare cu amplificare directă 95
4. Radioreceptoare cu superreacție . . . 101
5. Radioreceptoare superheterodină . . . 103
6. Antene cu ferită utilizate în radioreceptoare 122
Bibliografie 127

V. **Emițătoare cu tranzistoare** 129
1. Introducere 129
2. Amplificatoare clasă C 130
3. Emițătoare modulate în amplitudine . 132
4. Emițătoare modulate în frecvență . . 137
Bibliografie 139

VI. **Instalații de radioficare și sonorizare cu tranzistoare** 140
1. Instalații de radioficare cu tranzistoare pentru sate 140
2. Instalații de amplificare și sonorizare cu tranzistoare pe vehicule în mișcare 144

Pag.

3. Amplificatoare microfonice 147
4. Megafoane cu tranzistoare 148
5. Instalații de sonorizare cu radiomicrofon 149
Bibliografie 151

VII. **Televizoare cu tranzistoare** 152
1. Introducere 152
2. Blocul de înaltă frecvență 153
3. Amplificatorul de frecvență intermediară 156
4. Amplificatorul video 157
5. Canalul de sunet 160
6. Blocul de selecție al semnalului de sincronizare 162
7. Baleiajul în televizoarele tranzistorizate 163
8. Cinescoape pentru televizoarele cu tranzistoare 167
9. Schema completă a unui televizor tranzistorizat 169
Bibliografie 173

VIII. **Magnetofoane cu tranzistoare** 174
1. Generalități 174
2. Oscilatoare de înaltă frecvență pentru magnetofoane 174
3. Stabilizarea electronică a turației micromotoarelor de curent continuu pentru magnetofoane 176
4. Scheme de magnetofoane cu tranzistoare 177
Bibliografie 182

IX. **Semiconductoarele în centralele telefonice automate** 183
1. Generalități 183
2. Circuite de comutație cu semiconductoare utilizate în centralele telefonice automate 183
3. Circuite de comutație cu miezuri magnetice și cu semiconductoare utilizate în centralele telefonice automate . . 194
4. Generatoare de ton și apel cu semiconductoare pentru centrale telefonice automate 210
5. Stadiul și perspectivele aplicării semiconductoarelor în tehnica telefoniei automate 212
Bibliografie 213

Arhiva digitala SaDAng

Pag.

X. **Echipamente de curenţi purtători tranzistorizate** 215
1. Generalităţi 215
2. Amplificatoare pentru echipamente de curenţi purtători 215
3. Oscilatoare pentru echipamente de curenţi purtători 219
4. Modulatoare pentru echipamente de curenţi purtători 220
5. Repetoare vocale cu tranzistoare . . . 221
6. Echipamente de curenţi purtători tranzistorizate 223
Bibliografie 225
XI. **Semiconductoarele în telegrafie** 227
1. Generalităţi 227
2. Relee telegrafice fără contacte cu tranzistoare 227
3. Echipamente de curenţi purtători telegrafice tranzistorizate 230
Bibliografie 233
XII. **Aparate de măsurat cu semiconductoare** . 234
1. Generalităţi 234
2. Circuite în punte cu tranzistoare . . . 234
3. Voltmetre electronice cu tranzistoare . 236
4. Avometru cu tranzistoare 236
5. Milivoltmetre cu tranzistoare 239
6. Frecvenţmetre cu tranzistoare 241
7. Punte *RC* cu tranzistoare 243

Pag.

8. Generatoare de ton cu tranzistoare . . 244
9. Generatoare de semnal cu tranzistoare 245
10. Heterodină modulată cu tranzistoare . 247
11. Generator de semnal pentru verificarea televizoarelor 247
12. Sonde de urmărire cu tranzistoare . . 249
Bibliografie 249
XIII. **Surse de alimentare** 251
1. Generalităţi 251
2. Surse chimice de curent 251
3. Generatoare termoelectrice cu semiconductoare 253
4. Baterii solare 256
5. Redresoare cu semiconductoare . . . 258
6. Stabilizatoare cu semiconductoare . . 267
7. Convertizoare de curent continuu cu tranzistoare 276
Bibliografie 280
XIV. **Măsurarea diodelor semiconductoare şi a tranzistoarelor** 282
1. Măsurarea diodelor semiconductoare . 282
2. Măsurarea tranzistoarelor 284
Bibliografie 300
XV. **Piese miniaturizate folosite în aparatele şi instalaţiile cu semiconductoare** 301
Bibliografie 305
Bibliografie generală 306

PREFAȚĂ

Semiconductoarele își găsesc aplicație din ce în ce mai mare în automatizarea proceselor de producție, aparatura electronică industrială, medicală, fizico-experimentală, mașinile electronice de calculat, în telecomunicații și în alte domenii ale științei și tehnicii. Utilizarea schemelor cu semiconductoare și miezuri magnetice permite realizarea de aparate și instalații cu indici tehnico-economici superiori, cum sînt: reducerea gabaritelor și a greutății, creșterea siguranței și duratei de funcționare, ușurarea condițiilor de exploatare și întreținere etc.

Directivele Congresului al III-lea al P.M.R. și alte documente de partid și stat trasează sarcina folosirii semiconductoarelor pe scară industrială, aceasta constituind una dintre cerințele actuale și importante, pe linia introducerii tehnicii noi.

Pentru a ajuta la traducerea în viață a sarcinii de introducere a tehnicii noi în producție prin utilizarea semiconductoarelor, Editura tehnică a tipărit și are în curs de tipărire o serie de lucrări.

Astfel, în anul 1961 au apărut următoarele lucrări:

— Catalog. Noi tuburi electronice și tranzistoare.

— Semiconductoarele în industrie.

— Circuite cu tranzistoare.

Pentru anul următor sînt prevăzute să apară în acest domeniu noi titluri care vor ajuta în special la proiectarea aparatelor și instalațiilor cu semiconductoare.

Prezenta lucrare urmărește să informeze pe tehnicieni și ingineri asupra utilizării semiconductoarelor în telecomunicații.

Autorii s-au străduit să explice cît mai pe înțeles multiplele posibilități de folosire a semiconductoarelor în variatele ramuri ale telecomunicațiilor.

La început se explică fenomenele fizice care au loc în semiconductoare, la un nivel riguros științific și accesibil la o masă cît mai largă de tehnicieni. Astfel, se prezintă bazele teoretice strict necesare care să permită înțelegerea schemelor explicate.

Accentul lucrării s-a pus pe explicarea schemelor cu tranzistoare: amplificatoare, oscilatoare, radioreceptoare, emițătoare, instalații de radioficare și sonorizare, televizoare, magnetofoane, telefonie automată, telegrafie, echipamente de curenți purtători, aparate de măsurat și surse de alimentare.

În partea finală se prezintă măsurarea parametrilor diodelor semiconductoare și tranzistoarelor și se face o scurtă informare asupra pieselor miniaturizate folosite mai des în circuitele cu tranzistoare.

Cartea prezintă majoritatea schemelor cu valori, ceea ce o face deosebit de utilă pentru tehnicienii și inginerii care se ocupă de aplicațiile semiconductoarelor. În domeniile în care tranzistorizarea și crearea de aparate și

Arhiva digitala SaDAng

instalații cu semiconductoare sînt în stadiu de cercetare-experimentare, precum și în ceea ce privește aparatura complexă, cartea s-a menținut la explicarea principială a problemelor.

S-a insistat ca lucrarea să fie cît mai actuală, adică să țină seamă de cele mai noi realizări din țările mai avansate din punct de vedere tehnic și de rezultatele obținute în țara noastră. Astfel, lucrarea se bazează pe o bibliografie bogată (indicații bibliografice) și actuală (inclusiv prima jumătate a anului 1961).

În ansamblu, cartea prezintă și explică scheme din cele mai variate ramuri ale telecomunicațiilor.

Lucrarea a fost elaborată de autori astfel:

V. M. Cătuneanu: I; III § 3 și § 4; IX; X și XI;

D. D. Buznea: II; III § 1 și § 2; IV § 1, § 4 și § 5; V;

E. A. Statnic: IV § 2, § 3 și § 6; VI; VII; VIII; XII; XIII; XIV; XV.

Editura tehnică are convingerea că această lucrare va ajuta la însușirea tehnicii noi bazată pe semiconductoare și va stimula introducerea ei în procesul de producție.

EDITURA TEHNICĂ

I

Generalităţi asupra semiconductoarelor

1. Introducere

Schemele cu semiconductoare au în general cam aceleaşi funcţiuni ca şi schemele cu tuburi electronice, totuşi funcţionarea diodelor semiconductoare şi a tranzistoarelor se deosebeşte fundamental de modul de funcţionare a tuburilor electronice.

În timp ce funcţionarea tuburilor electronice cu vid, de exemplu, se bazează pe fenomenul de emisie electronică a anumitor metale şi pe mişcarea electronilor, în afara metalului, în vid, sub acţiunea cîmpului electric sau magnetic exterior — funcţionarea semiconductoarelor se bazează pe fenomenele care se petrec exclusiv în interiorul corpului solid şi în special în interiorul elementelor semiconductoare.

Aplicarea justă a schemelor cu semiconductoare şi stăpînirea funcţionării acestora nu este posibilă fără cunoaşterea cît mai profundă a proceselor fizice care se petrec în interiorul corpului solid. Desigur că unele dintre aceste procese sînt destul de subtile şi greu de exprimat fără folosirea unui aparat matematic complicat.

Interdependenţa dintre diferitele procese care au loc simultan în corpul solid creează greutăţi în urmărirea şi înţelegerea problemelor.

În acest capitol se urmăreşte sistematizarea şi prezentarea într-o formă simplificată a principalelor fenomene care stau la baza funcţionării dispozitivelor cu semiconductoare, fără a pretinde epuizarea acestor probleme. Uneori a fost necesar să se schematizeze unele procese în scopul uşurării înţelegerii, fără utilizarea aparatului matematic complicat reclamat de natura problemei. S-a urmărit totuşi ca, chiar şi în aceste cazuri, expunerea să nu se îndepărteze prea mult de realitatea fenomenelor.

2. Procese fizice în semiconductoare

a. Conductibilitatea electrică a materialelor

Materialele întîlnite în natură se deosebesc între ele, din punct de vedere electric, prin rezistenţa lor la trecerea curentului electric şi de aceea ele pot fi împărţite în grupe, după rezistenţa specifică, la temperatura de 20°C (tabela 1.1).

Tabela 1.1

Împărţirea materialelor în grupe după rezistenţa specifică

Grupa de materiale	Rezistenţa specifică ($\Omega \cdot$ cm) la 20°C
Metale (conductoare)	10^{-6}—10^{-4}
Semiconductoare	10^{-3}—10^{10}
Dielectrice (izolatoare)	$> 10^{10}$

După cum se vede din tabela 1.1, semiconductoarele constituie grupa cea mai cuprinzătoare. Rezistenţa lor specifică variază de la 10^{-3} pînă la $10^{10}\,\Omega \cdot$cm. Însă particularitatea principală a semiconductoarelor nu este mă-

Arhiva digitala SaDAng

rimea rezistenței specifice, ci dependența acesteia de condițiile exterioare (acțiunea luminii, radiația radioactivă, presiunea etc.).

Rezistența specifică a semiconductoarelor depinde foarte mult de impurități și de temperatură.

Trecerea curentului prin materiale este interpretată ca o mișcare dirijată a sarcinilor electrice sub influența unui cîmp electric aplicat. Purtătorii acestor sarcini electrice pot fi atomii ionizați — *ionii* și *electronii*, care produc conductibilitatea ionică și respectiv electronică.

Un exemplu tipic de conductibilitate ionică îl constituie trecerea curentului electric printr-un electrolit. Dar acest tip de conductibilitate interesează mai puțin în studiul și aplicațiile semiconductoarelor și de aceea ne vom ocupa în cele ce urmează numai de conductibilitatea electronică.

Electronul este o particulă elementară a materiei, a cărei masă m_0 este egală cu $9{,}1 \cdot 10^{-28}$ g și care poartă o sarcină electrică negativă q egală cu $1{,}6 \cdot 10^{-19}$ C, sau $4{,}8 \cdot 10^{-10}$ unități CGSE.

În conductoare există întotdeauna un număr de electroni «liberi», nelegați de atomi. Acești electroni se mișcă haotic în material, în direcții diferite, și cu viteze foarte diferite. Traiectoria de mișcare a electronilor liberi este determinată de ciocnirea lor cu atomii din material, care efectuează oscilații termice în jurul pozitiei lor medii, și de defectele structurii corpurilor.

În lipsa cîmpului electric sau magnetic, în intervalul dintre două ciocniri succesive, electronii au o mișcare rectilinie și uniformă. Intervalul de timp dintre două ciocniri se numește *timpul de parcurs liber* (τ), iar lungimea respectivă a parcursului dintre două ciocniri se numește *lungimea parcursului liber* (L).

Aceste mărimi sînt legate prin relația

$$L = v\tau, \tag{1.1}$$

în care v este viteza de mișcare a electronului.

Mișcarea haotică a electronilor nu creează curentul electric, deoarece cantitatea de sarcini electrice transportată în medie în sensuri diferite este egală și se compensează. În cazul cînd se aplică un cîmp electric E din afară, electronii capătă o accelerație în direcția cîmpului electric aplicat și în sens contrar acestuia. Această accelerație creează o viteză suplimentară dirijată (Δv) a mișcării.

Dacă mărimea cîmpului electric aplicat E este constantă, mărimea Δv depinde de timpul τ de acționare a cîmpului electric asupra electronului între două ciocniri. Mărimea τ fiind diferită pentru diferiți electroni, mărimea Δv va fi de asemenea diferită de la electron la electron. Mărimea vitezei suplimentare dirijate Δv este mult mai mică decît mărimea vitezei v.

Astfel, în germaniu, la temperatura obișnuită a camerei și la un cîmp electric foarte puternic ($E = 100$ V/cm), energia suplimentară a electronului corespunzătoare vitezei suplimentare Δv, pe care a căpătat-o în acest cîmp, formează doar cîteva zecimi de procente din energia mișcării termice haotice.

Dacă n este concentrația electronilor liberi (numărul de electroni liberi în 1 cm^3), atunci prin secțiunea de 1 cm^2 a corpului, la care se aplică cîmpul electric de intensitate E, vor trece într-o secundă $n\overline{\Delta v}$ electroni, unde $\overline{\Delta v}$ este valoarea medie a vitezei suplimentare. Aceasta va determina un curent electric cu densitatea

$$J = q\, n\, \overline{\Delta v}, \tag{1.2}$$

în care q este sarcina electrică a unui electron.

Împărțind relația (1.2) cu intensitatea cîmpului electric E, se obține

$$\sigma = \frac{1}{\rho} = \frac{J}{E} = q\, n\, \frac{\overline{\Delta V}}{E} = q\, n\, \mu, \tag{1.3}$$

unde

$$\sigma = \frac{J}{E} = \frac{1}{\rho} \tag{1.4}$$

reprezintă *conductivitatea electrică specifică*, sau inversul rezistenței specifice ρ, iar

$$\mu = \frac{\overline{\Delta v}}{E} \tag{1.5}$$

reprezintă așa-numita *mobilitate a purtătorilor de sarcină*, care trebuie interpretată ca mărime a vitezei suplimentare căpătate de electroni în cîmpul cu intensitatea egală cu unitatea (1 V/cm).

Valoarea medie a vitezei suplimentare $\overline{\Delta v}$ este dată de relația

$$\Delta v = \frac{qE}{m_0}\,\overline{\tau}, \tag{1.6}$$

în care $\overline{\tau}$ este timpul mediu de parcurs al electronilor.

Dacă sarcina electronului q se exprimă în coulombi, concentrația electronilor n în cm^3,

timpul mediu de parcurs al electronilor $\bar{\tau}$ în s, masa electronului m_0 în g și intensitatea cîmpului electric E în V/cm, atunci conductivitatea electrică specifică σ rezultă (1.4) în $(\Omega\,\text{cm})^{-1}$, iar mobilitatea purtătorilor de sarcină μ (1.5) în $\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$.

Considerentele menționate sînt valabile atît pentru conductoare cît și pentru semiconductoare.

După cum se vede din relația (1.3), deosebirea dintre diferite materiale, din punct de vedere al conductibilității, este determinată numai de mărimea concentrației purtătorilor de sarcină n și de mobilitatea lor μ. Mărimea μ a mobilității purtătorilor de sarcină poate varia între limite foarte largi atît la metale cît și la semiconductoare. Concentrația purtătorilor de sarcină n este diferită la metale și semiconductoare, iar dependența acesteia de condițiile exterioare determină deosebirea dintre proprietățile electrice ale acestor două grupe de materiale.

b. Structura atomului și formarea purtătorilor de sarcină liberi

Începînd cu timpurile vechi și pînă pe la mijlocul secolului XIX, atomul era considerat particula cea mai mică a elementului chimic.

Studiind proprietățile elementelor, capacitatea lor de a intra în combinații chimice, conductibilitatea electrică, densitatea și dependența acestor proprietăți de greutatea atomului, D. I. Mendeleev a stabilit în anul 1869 că, dacă toate elementele sînt așezate în ordinea greutății lor atomice, atunci se obține repetarea periodică a proprietăților. Mendeleev a așezat elementele în ordinea creșterii greutății lor atomice într-o tabelă astfel încît elementele care posedă proprietăți chimice înrudite să se afle într-o aceeași coloană a tabelei. Astfel, elementele litiu, natriu, potasiu, cupru și altele au format prima coloană a tabelei; beriliul, magneziul, calciul, zincul și altele au format coloana a doua etc. Unele pătrățele din tabelă au rămas necompletate, deoarece în acea vreme încă nu erau cunoscute toate elementele chimice.

N. A. Morozov — savant rus — a emis în 1844 părerea că la baza periodicității elementelor chimice stă cantitatea diferită a sarcinilor electrice din atom.

În urma cercetărilor teoretice și experimentale, savantul englez E. Rutherford a propus în 1911 un model de atom, în care acesta este reprezentat printr-un nucleu central încărcat cu sarcini electrice pozitive, iar în jurul acestuia se rotesc, pe orbite închise, electronii încărcați cu sarcini electrice negative. Totalitatea electronilor care se rotesc în jurul nucleului formează așa-zisul înveliș electronic. Nucleul are o rază de aproximativ 10^{-13} cm, iar întregul atom are o rază de circa 10^{-8} cm.

Între nucleul încărcat cu sarcini pozitive și electronii încărcați cu sarcini negative se exercită forțe de atracție electrică.

Electronii se rotesc în jurul nucleului în plane diferite, învăluindu-l parcă într-o «atmosferă electronică» și pot trece de pe o orbită pe alta și chiar dintr-un atom în altul, sub acțiunea unor anumite cauze exterioare.

Nucleul atomului este format din particule și mai mici: protonul și neutronul. Protonul are o masă de 1838 ori mai mare decît a electronului și poartă o sarcină electrică pozitivă egală în mărime absolută cu sarcina electrică negativă a electronului. Neutronul este complet lipsit de sarcină electrică, iar masa sa este egală cu a protonului.

Astfel în nucleul format din protoni și neutroni este concentrată aproape întreaga masă a atomului.

Numărul protonilor din nucleu și prin urmare sarcina pozitivă a nucleului se notează cu Z, care reprezintă în același timp numărul de ordine al elementului corespunzător din sistemul periodic de elemente al lui Mendeleev.

Numărul de neutroni este egal cu $A - Z$, unde A este numărul de masă al elementului respectiv.

Numărul electronilor care se rotesc în jurul nucleului este egal cu numărul protonilor din nucleu; de aceea atomul în stare normală este neutru.

După cum s-a arătat, electronii se rotesc în jurul nucleului pe orbite așezate în diferite plane, așa cum se reprezintă schematic [1] în fig. 1.1.

În fig. 1.1 se arată punctat suprafețele înfășurătoare ale diferitelor orbite, pe care se rotesc electronii în jurul nucleului. În mod

Arhiva digitala SaDAng

convenţional, atomul din fig. 1.1 poate fi reprezentat numai prin suprafeţele înfăşurătoare pe care se vor marca electronii care se rotesc

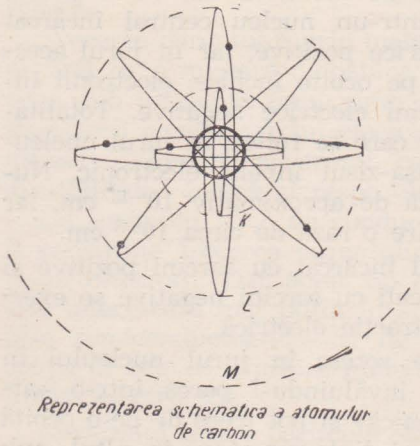


Fig. 1.1. Reprezentarea schematică a atomului de carbon.

pe orbitele înscrise în suprafeţele înfăşurătoare respective (fig. 1.2).

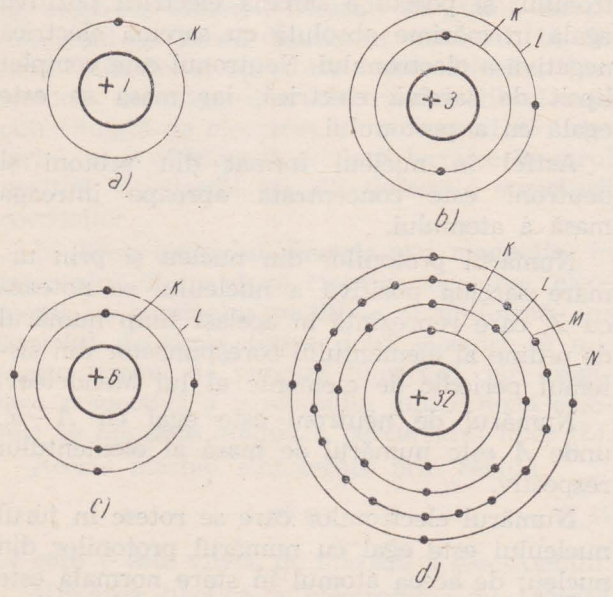


Fig. 1.2. Reprezentarea convenţională a atomului de hidrogen (*a*), litiu (*b*), carbon (*c*) şi germaniu (*d*).

Suprafeţele înfăşurătoare, reprezentate prin cercuri, vor fi denumite straturi de electroni. Nu trebuie să se confunde orbitele pe care se rotesc electronii cu straturile de electroni reprezentate prin cercuri în fig. 1.2.

Văzînd o asemenea reprezentare convenţională, trebuie să ne imaginăm întotdeauna structura nucleului ca în fig. 1.1.

Prin cercul interior desenat cu linie groasă (fig. 1.2) s-a reprezentat nucleul, iar în interiorul acestuia s-a înscris numărul de sarcini pozitive, adică numărul de protoni Z din nucleu.

În reprezentările convenţionale nu se marchează numărul de neutroni, deoarece aceştia neavînd sarcină electrică nu influenţează procesele pe care urmărim să le explicăm.

Cercetările au arătat că electronii din toţi atomii sînt identici.

Învelişul electronic al atomilor diferitelor elemente se compune din 1—7 straturi de electroni, care se notează cu literele K, L, M, N, O, P şi Q în ordinea crescătoare a distanţei faţă de nucleu. Fiecare din aceste straturi nu poate să aibă mai mult decît un anumit număr de electroni.

Pe stratul K (cel mai apropiat de nucleu) nu se pot afla mai mult de 2 electroni, pe stratul L (cel de-al doilea) mai mult decît 8, pe stratul M (cel de-al treilea), mai mult decît 18, pe stratul N (cel de-al patrulea) mai mult decît 32 etc.

Cînd stratul respectiv este exterior, în el nu pot fi mai mult decît 8 electroni, indiferent dacă acesta este stratul M, N, O, P sau Q. Creşterea numărului de electroni peste 8 poate avea loc cînd oricare din aceste straturi încetează de a mai fi exterior.

Numărul total de electroni din învelişul electronic variază între 1 şi aproape 100. Astfel atomul de hidrogen (cel mai simplu şi mai uşor) este format dintr-un nucleu (care are 1 proton) şi un electron aşezat în primul strat (fig. 1.2, *a*).

Atomul de heliu este aproape de patru ori mai greu decît atomul de hidrogen, deoarece are doi protoni şi 2 neutroni. În jurul nucleului atomului de heliu se rotesc doi electroni, ambii plasaţi în primul strat electronic K.

Atomul de litiu are 3 protoni în nucleu şi 3 electroni, dintre care 2 sînt plasaţi în stratul K, iar cel de-al treilea în stratul L (fig. 1.2, *b*); atomul de carbon are 6 protoni în nucleu şi şase electroni, dintre care 2 sînt plasaţi în stratul K, iar ceilalţi 4 în stratul L (fig. 1.2, *c*); atomul de germaniu are 32 protoni în nucleu şi 32 electroni, dintre care 2 sînt plasaţi în stratul K, 8 în stratul L, 18 în stratul M şi 4 în stratul N (fig. 1.2, *d*) etc.

Numărul de electroni din stratul exterior determină proprietăţile chimice ale elementelor şi valenţa lor. Prin acţiunea electronilor din straturile exterioare ale diferiţilor atomi are loc formarea moleculelor şi a combinaţiilor chimice. De aceea, electronii din stratul exterior sînt numiţi electroni de valenţă. Cînd stratul exterior al unui atom este completat cu numărul maxim de electroni (2 în stratul K şi respectiv 8 în oricare din celelalte, cînd sînt exterioare), atunci atomul este cel mai stabil şi incapabil de a intra în reacţii chimice. Acesta este cazul gazelor nobile (heliul, neonul, argonul, criptonul, xenonul şi radonul).

S-a arătat că în tabela lui Mendeleev au fost aşezate pe coloane elementele care posedă proprietăţi chimice înrudite. Studiindu-se structura atomilor, se constată că elementele aşezate în aceeaşi coloană a tabelei lui Mendeleev au în stratul electronic exterior acelaşi număr de electroni (de valenţă). Într-adevăr, elementele din coloana 1-a au un singur electron în stratul exterior; cele din coloana a 2-a, cîte doi electroni în stratul exterior, cele din coloana a 3-a, cîte trei electroni în stratul exterior etc.

Atomii ale căror straturi exterioare nu sînt completate cu electroni (anume cîte 2 cînd stratul exterior este stratul K şi respectiv cîte 8 cînd stratul exterior este oricare din celelalte) cedează relativ uşor electronii de pe acest strat sau, dimpotrivă, acaparează electronii de la atomii vecini, completînd astfel „lipsa" de electroni din stratul exterior. Elementele formate din astfel de atomi participă la reacţiile chimice.

Cu cît un electron este aşezat mai aproape de nucleu, cu atît este mai mare forţa electrică de atracţie mutuală dintre nucleul încărcat pozitiv şi electronul încărcat negativ. De aceea, pentru smulgerea unui electron dintr-un atom, este necesar să i se aplice acestuia din afară o cantitate de energie cu atît mai mare cu cît el se află într-un strat electronic mai apropiat de nucleu.

Din punct de vedere energetic se poate afirma că starea electronilor aflaţi într-un strat electronic mai apropiat de nucleu se caracterizează printr-un nivel energetic mai scăzut, deoarece trebuie să li se aplice din afară o cantitate de energie mai mare pentru a ajunge la un astfel de nivel energetic încît să fie capabili să înfrîngă forţele electrice de atracţie mutuală dintre nucleu şi electroni.

Electronii au tendinţa ca în permanenţă să se aşeze într-un strat electronic căruia îi este propriu un nivel energetic mai scăzut, adică într-un strat electronic cît mai apropiat de nucleu. De aceea, într-un atom, straturile inferioare sînt întotdeauna completate cu electroni şi numai stratul exterior poate fi incomplet.

Electronii stratului exterior, fiind mai departe de nucleu, sînt mai slab legaţi prin forţele electrice interioare, adică se găsesc la un nivel energetic mai ridicat şi trebuie să li se aplice din exterior o cantitate de energie mult mai mică pentru a putea să înfrîngă aceste forţe electrice interioare. Aceşti electroni pot fi uşor influenţaţi de alţi atomi vecini. Aşa se explică faptul că atît nucleul cît şi electronii aflaţi în straturile electronice interioare nu participă în nici un fel la reacţiile chimice.

Există însă posibilitatea ca electronii din straturile interioare să se deplaseze pe alte orbite din interiorul atomului, caracterizate prin nivele energetice mai ridicate.

În interiorul fiecărui strat electronic există orbite pe deplin determinate pe care se pot afla electroni. Numărul acestora pe o orbită nu poate fi mai mare decît 2. Fiecăreia dintre aceste orbite îi corespunde un anumit nivel de energie a electronului.

Pentru a face să treacă un electron de pe o orbită cu un nivel de energie mai scăzut pe o orbită cu un nivel de energie mai ridicat este necesar ca din afară să se aplice electronului o anumită cantitate de energie. Dacă energia suplimentară transmisă electronului din afară este mai mică decît diferenţa energiilor a două orbite vecine, atunci trecerea elctronului pe orbita vecină nu poate avea loc (starea energetică a electronului între două orbite este interzisă). Dacă se transmite electronului o cantitate de energie mai mare, atunci electronul se poate deplasa pe o orbită mai îndepărtată, cu un nivel energetic mai ridicat. Iar dacă electronului i se va transmite o energie atît de mare încît să iasă din limitele de acţiune ale forţelor interioare atomului, atunci el va deveni „liber".

În fig. 1.3 sînt reprezentate convenţional nivelele energetice ale diferitelor orbite electronice (E_1, E_2, ...); cu E' s-a notat acel nivel energetic la care electronul va părăsi atomul.

Energia necesară unui electron pentru a trece pe o orbită cu nivel energetic superior

Arhiva digitala SaDAng

se numeşte *energie de excitaţie,* iar energia necesară pentru a îndepărta electronul dincolo de limitele atomului se numeşte *energie de activare,* sau *energie de ionizare* şi se notează cu ΔE.

Energia de activare este diferită pentru fiecare electron şi este cu atît mai mare cu

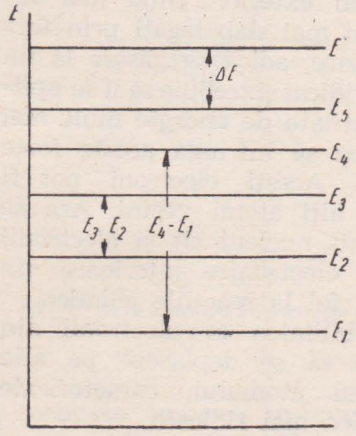


Fig. 1.3. Reprezentarea convenţională a nivelelor energetice ale orbitelor electronice în atom.

cît electronul se găseşte mai aproape de nucleu. De obicei prin ΔE se înţelege însă energia de ionizare a electronului de pe o orbită exterioară. Uneori ΔE se măsoară prin energia pe care o capătă electronul traversînd într-un cîmp electric diferenţa de potenţial V. În acest caz, se folosesc noţiunile de potenţial de ionizare V_i, sau energie de ionizare în electron-volţi (1 electron-volt este egal cu $1{,}6 \cdot 10^{-12}$ erg).

Atomul la care un electron a fost trecut pe o orbită cu nivel energetic superior se numeşte *atom excitat.* Deoarece fiecare electron caută să ocupe întotdeauna o poziţie corespunzătoare nivelului minim de energie, starea excitată a atomului nu poate să fie de lungă durată. Înapoindu-se pe o orbită cu nivel energetic mai scăzut, electronul cedează surplusul de energie egal cu diferenţa nivelelor de energie ale celor două orbite sub formă de radiaţie electromagnetică. Acest proces se numeşte eliberarea *cuantei de energie.* Mărimea acestei cuante de energie este determinată de expresia

$$E_\nu = h\nu, \qquad (1.7)$$

în care E_ν este energia cuantei de radiaţie electromagnetică, ν este frecvenţa, iar h este constanta lui Planck, egală cu $6{,}62 \cdot 10^{-27}$ erg·s.

O cuantă de radiaţie electromagnetică care afectează un atom poate să cedeze acestuia energia sa egală cu $h\nu$ şi să-l aducă în stare excitată (energia cuantei de lumină vizibilă cu lungimea de undă de la 4 000 pînă la 7 000 Å este aproximativ egală cu 2 electron-volţi).

Atomul al cărui electron este îndepărtat se numeşte ionizat, iar procesul de îndepărtare a electronului se numeşte ionizare. La îndepărtarea electronului se strică echilibrul electric al atomului, deoarece electronii rămaşi nu mai pot compensa sarcina pozitivă a nucleului. Un astfel de atom ionizat este încărcat pozitiv şi de aceea se numeşte *ion pozitiv.* În cazul invers, cînd atomul îşi asociază un electron străin, devine încărcat negativ şi se numeşte *ion negativ.*

Starea ionizată a atomului este tot o stare excitată şi de asemenea nu poate fi de lungă durată. După un timp oarecare, atomul îşi va asocia un electron în locul celui pierdut, sau va pierde temporar electronul căpătat în plus şi îşi va recăpăta starea normală. Acest proces se numeşte *recombinare.*

Ionizarea atomului are loc de obicei prin pierderea electronilor de valenţă, deoarece electronii din straturile electronice mai apropiate de nucleu au nevoie de cantităţi de energie mult prea mari pentru a ieşi din limitele acţiunii forţelor interioare.

Astfel, deoarece atît în aceste procese cît şi în reacţiile chimice participă numai electro-

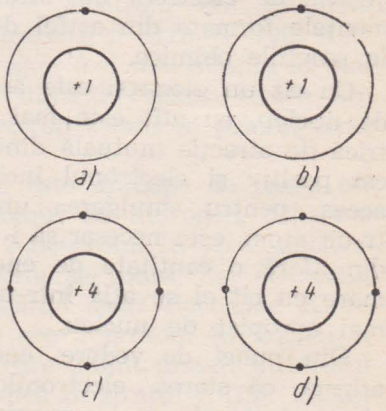


Fig. 1.4. Schemele simplificate ale atomilor de hidrogen (*a*), litiu (*b*), carbon (*c*) şi germaniu (*d*).

nii de valenţă, atomii vor fi reprezentaţi convenţional ca în fig. 1.4, adică numai cu electronii de valenţă, înscriindu-se în interiorul cercului, care reprezintă nucleul, numărul de sarcini pozitive rămase necompensate de sar-

cinile negative ale electronilor care sînt în straturile interioare și care nu se mai figurează în desen.

Cum era de așteptat, reprezentarea simplificată pe de o parte a hidrogenului și litiului și pe de altă parte a carbonului și germaniului sînt identice, deoarece acestea fac parte două cîte două din aceeași coloană a tabelei lui Mendeleev, adică au proprietăți chimice asemănătoare.

În corpurile reale, atomii se reunesc în molecule și există cîteva tipuri de legătură între atomi. Un tip de legătură este condiționat de forța de atracție dintre ionii încărcați cu sarcini de semn contrar și se numește legătură ionică. De exemplu, atomul de natriu, din molecula de clorură de natriu, are 11 electroni, dintre care unul singur în stratul exterior *M*. Acest electron este foarte slab legat de nucleu și poate participa liber la reacțiile chimice. Atomul de clor din aceeași moleculă are 9 electroni, din care 7 în stratul exterior *L*. Stratul electronic exterior al atomului de clor este incomplet necesitînd pentru completare un electron. Atomul de natriu, venind în contact cu cel de clor, cedează electronul său din stratul exterior acestuia din urmă. Astfel se formează un ion pozitiv de natriu și un ion negativ de clor. Acești ioni de semn contrar se atrag reciproc, se unesc și se transformă într-o moleculă de clorură de natriu.

Tipul de legătură chimică cel mai răspîndit este însă *legătura covalentă*. În cazul cel mai simplu, această legătură este realizată de doi electroni de valență (cîte unul din fiecare atom care intră în interacțiune). Aceștia formează o pereche de electroni, care aparțin simultan ambilor atomi întrați în legătură. În loc să se rotească numai în jurul nucleelor lor proprii, acești doi electroni de valență încep să se rotească în jurul a două nuclee: în jurul nucleului propriu și cel al atomului vecin. În fig. 1.5, *a* se arată schematic legătura covalentă dintre doi atomi care formează molecula de hidrogen.

În fig. 1.5, *b* și 1.5, *c* se arată alte moduri de reprezentare convențională a legăturii covalente dintre doi atomi. Liniile drepte paralele dintre cele două nuclee din fig. 1.5, *c* reprezintă cîte un electron care este legat prin forțe de atracție de cele două nuclee.

Cînd privim o asemenea reprezentare trebuie să ne imaginăm însă perechea de electroni care se mișcă pe o orbită comună în jurul ambelor nuclee, ca în fig. 1.5, *a*.

Comparînd nivelul energetic al orbitei unui atom izolat de hidrogen cu nivelul energetic al orbitei perechii de electroni din molecula de hidrogen, se constată că acestea diferă puțin între ele. Această diferențiere a nivelului

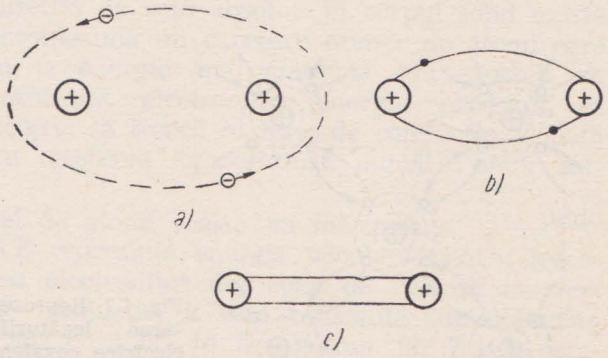


Fig. 1.5. Legătura covalentă între doi atomi în molecula de hidrogen (*a*); reprezentări convenționale (*b*), (*c*).

energetic apare din cauza interacțiunii dintre cei doi atomi intrați în legătură. Forțele reciproce de respingere și atracție între acești doi atomi îi leagă pe aceștia într-un sistem molecular stabil cu o energie comună mai mică decît suma energiilor a doi atomi izolați. Stratul exterior (în cazul de față stratul *K*) apare în acest caz completat cu electroni, adică ambele legături electronice ale acestui strat sînt saturate.

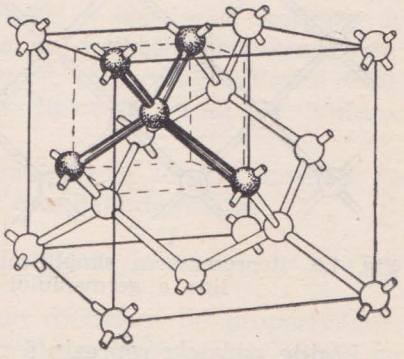


Fig. 1.6. Structura rețelei cristaline a germaniului.

Un caracter identic de legătură se întîlnește și în cazul germaniului, care este tetravalent. Atomii germaniului formează o rețea cristalină sub forma unui tetraedru regulat (fig. 1.6), astfel încît fiecare atom se află în cen-

Arhiva digitala SaDAng

trul unui tetraedru și este înconjurat de alți patru atomi vecini, așezați la distanțe egale în vîrfurile tetraedrului respectiv [2].

Fiecare atom caută să formeze legături covalente cu patru atomi vecini, așa cum se reprezintă [3] în fig. 1.7.

Între oricare atom și alți patru atomi vecini se formează în total patru perechi de

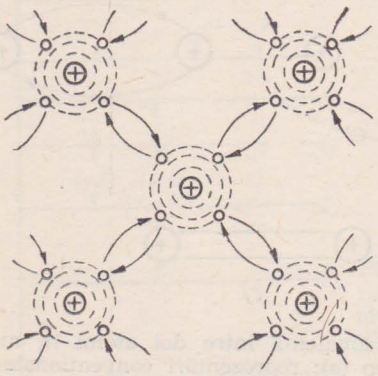


Fig. 1.7. Reprezentarea legăturilor electrice covalente în cristalul de germaniu pur.

electroni de valență (reprezentați cu cerculețe simple în fig. 1.7), care se rotesc pe patru orbite. Aceste patru orbite se află în plane diferite, cum este ușor să ne imaginăm dacă ținem seama de distribuția reală a atomilor în rețeaua cristalină (fig. 1.6).

Pentru comoditate se adoptă o reprezentare simplificată [4] după cum se arată în fig. 1.8.

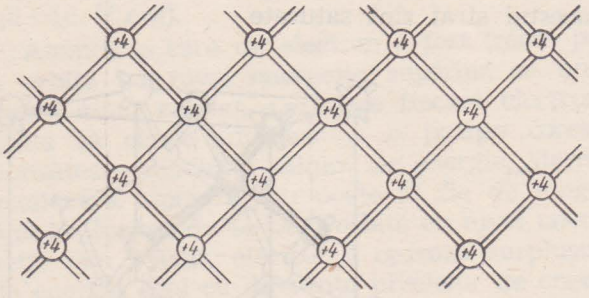


Fig. 1.8. Reprezentarea simplificată a rețelei cristaline a germaniului pur.

Liniile paralele reprezintă perechile de electroni de valență, care se mișcă în jurul celor doi atomi intrați în legătură.

În jurul fiecărui nucleu se rotesc 8 electroni de valență, dintre care 4 sînt proprii, iar ceilalți 4 sînt proveniți cîte unul de la cei 4 atomi vecini. Aceasta înseamnă că, prin legăturile covalente, s-a completat stratul exterior al fiecărui atom cu numărul maxim de electroni, ceea ce se poate exprima în sensul că legăturile electronice ale stratului exterior s-au saturat.

Stratul electronic exterior este format acum din patru orbite nou formate, pe care se mișcă cele patru perechi de electroni. Desigur că nivelele energetice ale acestor noi orbite vor fi puțin diferite față de nivelul energetic pe care l-ar avea orbitele corespunzătoare stratului electronic exterior al atomului de germaniu izolat, din cauza forțelor de interacțiune, care intervin acum între atomii intrați în legătură. Mai mult decît atît, la reunirea mai multor atomi în moleculă și respectiv la reunirea moleculelor într-un corp solid, acțiunea forțelor interioare ale atomilor se extinde de asemenea asupra atomilor vecini și ca urmare a acestei interacțiuni are loc o oarecare schimbare a nivelelor energetice ale orbitelor electronilor, atît a acelor nou formate, pe care se mișcă perechile de electroni de valență, cît și a celor proprii straturilor interioare.

La apropierea a n atomi se obțin n nivele apropiate, diferite între ele. Astfel, la formarea unui corp solid pe calea apropierii unui număr mare de atomi, fiecare nivel de energie al atomului izolat se împarte într-un grup de nivele de energie apropiate dar diferite, al cărui număr este egal cu numărul atomilor din corpul solid. Astfel de grupe de nivele ale corpului solid se numesc *zone energetice* sau *benzi energetice*.

Diferența de energie dintre două nivele vecine aflate într-o zonă energetică este foarte mică (de exemplu, pentru corpul cu volumul de 1 cm^3, aceasta este de ordinul 10^{-22} electron-volți).

Zonele energetice sînt separate unele de altele prin *zone interzise*. Acestor zone interzise le corespund valori ale nivelelor energetice pe care electronii nu le pot ocupa.

În stare de excitație, are loc trecerea electronului într-o zonă cu un nivel mai mare de energie.

În interiorul unei zone energetice, electronii pot rătăci de asemenea prin diferite nivele, dacă aceste nivele sînt necompletate dintr-o cauză oarecare. Diferența de energie dintre nivelele din interiorul zonei este foarte mică și de aceea energia suplimentară pentru

trecerea electronului pe o orbită vecină liberă este de asemenea mică. Deoarece electronii caută să ocupe întotdeauna o poziție corespunzătoare minimului lor de energie, toate nivelele energetice ale zonelor interioare ale corpului solid sînt ocupate și acestea sînt numite *zone ocupate*. Zona exterioară care leagă electronii de valență se numește *zonă de valență* și ea poate fi completată sau necompletată, în funcție de structura corpului solid.

Zona care întrunește acele nivele energetice care sînt proprii electronilor liberi se numește *zonă liberă* sau *zonă de conducție*.

Astfel, pentru ca în corpul solid să fie posibilă mișcarea purtătorilor de sarcină liberi, de exemplu a electronilor, este necesar să existe o zonă de valență necompletată sau să se transmită electronilor de valență o energie ΔE egală cu lățimea zonei interzise dintre zona de valență și cea de conducție.

În fig. 1.9 sînt reprezentate zonele energetice ale corpului solid.

Așa cum s-a arătat, apariția curentului electric este legată de viteza suplimentară imprimată electronilor liberi prin aplicarea unui cîmp electric. Creșterea vitezei electronului este identică, din punct de vedere energetic, cu creșterea energiei sale cinetice ($1/2\ mv^2$, unde m este masa electronului și v viteza sa), sau cu trecerea sa pe un nivel energetic superior. În cazul unei zone de valență completată, în interiorul ei nu există posibilitatea ca electronii să treacă de pe un nivel energetic pe altul. De aceea, pentru crearea conductibilității electrice este necesar ca electronul din zona de valență să fie trecut în zona de conducție, adică să devină electron liber.

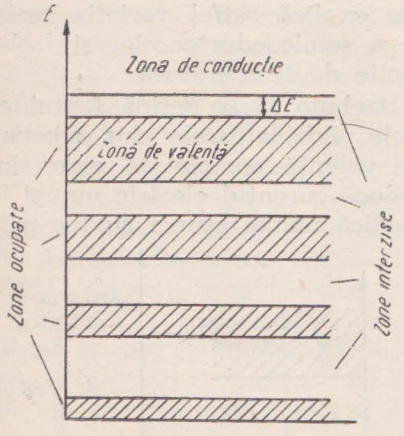


Fig. 1.9. Zonele energetice ale corpului solid.

Corpul solid, care are structura unei rețele cristaline (fig. 1.6), apare ca un izolator, deoarece toți electronii săi de valență se află în zona completată, iar electronii liberi lipsesc, ceea ce constituie de altfel o realitate la temperatura zero absolut. Însă la o temperatură diferită de zero absolut, în corpul solid există întotdeauna un oarecare număr de atomi care au o energie mai mare și sînt capabili să transmită electronilor energia necesară ca aceștia să treacă în zona de conducție. O dată cu creșterea temperaturii, numărul unor astfel de atomi crește cu mărimea $e^{-\frac{\Delta E}{kT}}$, unde ΔE reprezintă energia necesară pentru trecerea electronilor din zona de valență în zona de conducție, k este constanta lui Boltzman egală cu $1{,}38 \cdot 10^{-16}$ erg/grad, iar T este temperatura absolută în °K.

Astfel, datorită mișcării termice a atomilor, o parte din electroni capătă o energie suplimentară mai mare decît ΔE, învinge zona interzisă dintre zona de valență și zona de conducție, devenind electroni liberi, capabili să participe la formarea curentului electric sub acțiunea unui cîmp electric aplicat. Trecerea unor electroni în zona de conducție, sub influența mișcării termice a atomilor, este un proces de ionizare. Starea ionizată a atomilor fiind o stare excitată, nu este stabilă și curînd va apărea procesul de recombinare, atomii ionizați asociindu-și electronii de la atomii vecini în locul celor pierduți. La orice temperatură se stabilește o oarecare cantitate de electroni în zona de conducție, constantă pentru corpul respectiv, care este rezultatul echilibrului dinamic dintre procesul de ionizare și recombinare.

Teoretic, se arată [4] că această cantitate de electroni liberi n este dată de relația

$$n = AT^{3/2}\, e^{-\frac{\Delta E}{2kT}}, \qquad (1.8)$$

în care A este un coeficient de proporționalitate care are o valoare aproximativ egală cu 10^{16} cm^{-3} grad$^{-3/2}$.

Din relația (1.8) rezultă că numărul de purtători de sarcină liberi (electroni liberi) depinde de temperatura absolută T și de raportul $\frac{\Delta E}{2kT}$. Cînd ΔE este mic și cînd tem-

Arhiva digitala SaDAng

peratura absolută T este mare, atunci raportul $\frac{\Delta E}{2kT}$ este foarte mic, iar

$$e^{-\frac{\Delta E}{2kT}} \approx 1 .$$

Aceasta înseamnă că un număr mare de electroni va trece în zona de conducție și un astfel de corp va avea o conductibilitate electrică mare. Astfel dacă $\Delta E \ll 2kT$, la temperatura camerei ($T = 300°K$), concentrația de electroni în zona de conducție este aproape $5 \cdot 10^{19}\,cm^{-3}$.

Dimpotrivă, pentru valori mari ale lui ΔE și la temperaturi joase

$$e^{-\frac{\Delta E}{2kT}} \ll 1 .$$

În acest caz, numărul de electroni în zona de conducție este foarte mic și corpul este un izolator. Astfel dacă $\frac{\Delta E}{2kT} = 40$, atunci rezistența specifică va fi circa $10^{10}\ \Omega \cdot cm$ și conform tabelei 1.1, un astfel de corp va fi considerat izolator.

Din relația (1.8) se mai poate constata că un corp care este izolator la temperatura camerei poate să devină semiconductor la o temperatură mai ridicată, deoarece mărimea $\frac{\Delta E}{2kT}$ descrește cu creșterea temperaturii. În același timp, corpul, care este semiconductor la temperatura camerei, poate deveni izolator la temperaturi mai coborîte, deoarece $\frac{\Delta E}{2kT}$ crește cu descreșterea temperaturii.

Astfel, siliciul, care este un semiconductor tipic la temperatura camerei și care are $\Delta E \approx$ $\approx 1{,}1$ electron-volți (eV) va fi un izolator la temperatura $T \approx 150°K$ ($-123°C$), deoarece în acest caz

$$\frac{\Delta E}{2kT} = 42$$

și rezistența sa specifică va depăși $10^{10}\ \Omega \cdot cm$.

Din cele expuse rezultă că deosebirea dintre semiconductoare și izolatoare este convențională și depinde de concentrația purtătorilor de sarcină liberi, care la rîndul său este determinată, la o temperatură dată, de lățimea zonei interzise dintre zona de valență și zona de conducție. O dată cu descreșterea temperaturii, se micșorează și deosebirea dintre semiconductoare și izolatoare.

Practic, corpurile pentru care $\Delta E < 2$ electron-volți sînt considerate semiconductoare, iar cele pentru care $\Delta E > 2$ electron-volți sînt considerate izolatoare [4]. Uneori, pentru deosebirea semiconductoarelor de izolatoare, se ia ca limită valoarea rezistenței specifice egală cu $10^{10}\ \Omega \cdot cm$ la temperatura camerei (v. tabela 1.1).

Este necesar să precizăm totodată că la metale, spre deosebire de semiconductoare și izolatoare, nivelele energetice din zona de valență sînt necompletate, fapt pentru care este posibilă mișcarea electronilor pe diferite nivele energetice sub influența cîmpului electric aplicat. Deci pentru formarea curentului în semiconductoare și izolatoare este necesar să se excite mai întîi un oarecare număr de atomi creîndu-se electroni liberi și apoi să se aplice corpului un cîmp electric, în timp ce pentru obținerea curentului electric în metal este suficient ca la acesta să se aplice un cîmp electric, nemaifiind nevoie de excitarea unui număr de atomi. Starea de conducție pentru metale este normală, în timp ce pentru semiconductoare și izolatoare această stare este excitată.

La metale numărul purtătorilor de sarcină, care pot forma curentul electric la aplicarea unui cîmp electric, nu depinde de temperatură și este determinat numai de gradul de completare al zonei de valență, iar la semiconductoare și izolatoare, acesta crește rapid cu creșterea temperaturii, așa cum rezultă din relația (1.8). Se explică astfel variația rezistenței specifice a semiconductoarelor și izolatoarelor în funcție de temperatură.

În concluzie trebuie să se rețină faptul că semiconductoarele și izolatoarele sînt substanțe cu zone de valență completate care sînt capabile să conducă curentul electric numai în stare excitată, adică numai atunci cînd o par-

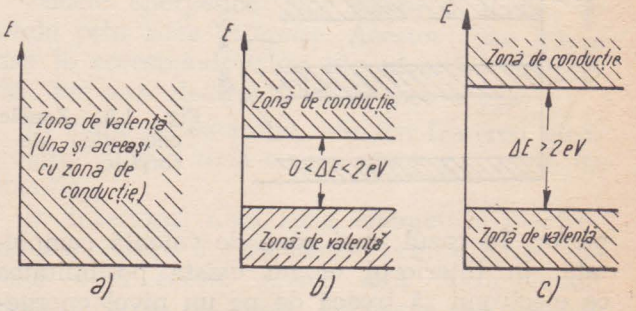


Fig. 1.10. Poziția zonelor energetice de valență și de conducție pentru metale (*a*), semiconductoare (*b*) și izolatoare (*c*).

te din electronii lor este trecută în zona de conducție, pe seama unei energii suplimentare căpătată din afară, iar metalele sînt substanțe cu zone de valențe necompletate, în interiorul cărora este posibilă mișcarea electronilor pe diferite nivele energetice libere.

În fig. 1.10 se arată poziția zonelor energetice de valență și de conducție pentru metale (*a*), semiconductoare (*b*) și izolatoare (*c*).

c. Conductibilitatea proprie a semiconductoarelor [4; 5; 6]

Din cele arătate a rezultat clar că în cristalul de germaniu pur (lipsit de adaosuri străine sau de „impurități") toți cei patru electroni de valență ai oricărui atom intră în legături stabile cu atomii vecini, iar electroni liberi nu există. Pentru ca un electron să devină liber este necesar ca acesta să fie activat, adică să primească din afară o energie suplimentară care poate fi transmisă electronului, prin încălzire de exemplu. O dată cu creșterea temperaturii, se intensifică mișcarea termică a atomilor, care se manifestă prin creșterea vitezei electronilor și deci a energiei lor cinetice ($1/2\ mv^2$) și ca urmare slăbesc treptat legăturile dintre electroni și nuclee, în primul rînd legăturile dintre electronii de valență și nucleele atomilor învecinați. În sfîrșit, la un anumit moment aceste legături sînt rupte, în unele locuri. Electronii astfel eliberați se vor mișca haotic (în direcții și sensuri diferite) în interiorul rețelei cristaline. S-a constatat, prin experiențe, că deja la temperatura normală a camerei ($+20°C$) numărul de electroni liberi este suficient pentru ca să apară curentul electric în semiconductor, la aplicarea unui cîmp electric exterior.

Temperatura are o influență foarte mare asupra conductibilității electrice a semiconductoarelor, deoarece cauza eliberării electronilor este mișcarea termică.

Astfel, la încălzirea unor semiconductoare pînă la 200°C, numărul de electroni liberi crește de zeci de mii de ori față de numărul lor la temperatura camerei, iar la încălzirea pînă la 800°C, de sute de milioane de ori. La un astfel de număr de electroni liberi, conductibilitatea electrică a semiconductoarelor se apropie de cea a metalelor.

Atomul, care pierde în acest mod un electron, devine ion pozitiv și are o legătură electronică nesaturată. Cîmpul ionului pozitiv acționează asupra electronilor atomilor vecini, atrăgîndu-i spre atomul care a pierdut un electron. Datorită acestui fapt unul din electronii atomilor vecini, care are un nivel energetic apropiat de cel al electronului ce se eliberase, poate să treacă în locul electronului eliberat și acest ion se va transforma din nou într-un atom neutru. În schimb, acum va deveni ion pozitiv atomul vecin, care și-a pierdut electronul. Mai departe, acest proces se poate repeta și succesiv alți atomi vor deveni ioni pozitivi.

Se vede astfel că legătura electronică ruptă, sau cu alte cuvinte „lipsa de electron", se poate deplasa prin cristal. Se obișnuiește ca această „lipsă de electron" să se numească „gol". Deci ca rezultat al mișcării electronilor înăuntrul zonelor energetice (în special în zona de valență), unele goluri se completează și apar altele. În cazul cînd, în majoritate, legăturile sînt completate iar numărul golurilor este mic, atunci este mai comod să se vorbească nu despre mișcarea electronilor, care de fapt are loc, ci despre mișcarea numărului mic de goluri. Teoria arată că mișcarea golului este echivalentă cu mișcarea unei sarcini pozitive egală în mărime absolută cu sarcina electronului și care are o masă apropiată de masa electronului. Deoarece trecerea electronului în locul liber din atomul vecin este întîmplătoare, golurile rătăcesc haotic între atomii din cristal, în toate direcțiile, la fel ca și electronii liberi. Întîlnindu-se un electron liber și un gol, aceștia se pot recombina formîndu-se un atom neutru.

Experiențele și calculele efectuate au arătat [7; 8; 9] că acest proces de recombinare este mai activ în acele locuri unde structura rețelei cristaline este distrusă. Astfel de locuri pot fi limitele dintre diferite granule de cristal, fisurile, atomii unor impurități, deformațiile rețelei cristaline etc. și ele acționează ca centre de recombinare.

După cum s-a arătat, cînd unui corp i se aplică un cîmp electric, atunci electronii liberi capătă o viteză suplimentară în sensul contrar sensului cîmpului și vor participa la formarea curentului electric. Tot astfel, electronii care completează legăturile electronice libere ale atomilor vecini și care creează mișcarea golurilor se vor deplasa mai ales în sensul opus cîmpului, ceea ce înseamnă că deplasarea golurilor are loc în sensul cîmpului.

Arhiva digitala SaDAng

Astfel, peste mișcarea haotică a golurilor se va suprapune o componentă mică a mișcării dirijate și golurile se vor deplasa în special în sensul cîmpului aplicat. Din punct de vedere calitativ, influența cîmpului electric asupra mișcării dirijate a golului va fi aceeași ca și cea exercitată asupra mișcării electronului. Însă deoarece mișcarea golului este echivalentă cu mișcarea sarcinii pozitive, golul care se mișcă în sensul cîmpului va participa la formarea curentului electric.

Din cele de mai sus se poate trage concluzia că procesul de trecere a electronului din zona completată (zona de valență) în zona de conducție nu creează unul, ci doi purtători de sarcină, dintre care unul este purtător de sarcină negativă (electronul liber) și se mișcă în sens contrar cîmpului electric aplicat, iar celălalt este purtător de sarcină pozitivă (golul) și se mișcă în sensul cîmpului electric aplicat.

În acest caz, expresia (1.3) pentru conductivitatea electrică specifică va căpăta forma

$$\sigma = q\, n\, \mu_n + q\, p\, \mu_p. \qquad (1.9)$$

unde n și p reprezintă cantitatea de electroni liberi și respectiv de goluri*) în 1 cm^3, μ_n și μ_p reprezintă respectiv mobilitățile acestora, care în general sînt diferite, iar q este sarcina electrică a electronului și a golului (egale în mărime absolută, dar de sens contrar).

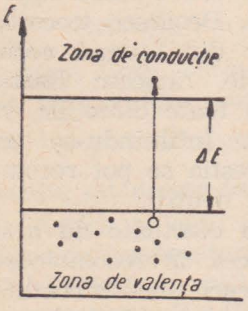


Fig. 1.11. Procesul de formare a purtătorilor de sarcină liberi în semiconductorul pur.

Deoarece, așa cum s-a mai arătat, orice gol ia naștere prin crearea unui electron liber, înseamnă că $n = p = n_i$ și deci relația 1.9 poate fi pusă sub forma

$$\sigma_i = q\, n_i\, (\mu_n + \mu_p), \qquad (1.10)$$

unde n_i este numărul purtătorilor liberi de sarcină negativă și respectiv pozitivă.

Conform celor arătate anterior, densitatea curentului electric, rezultat prin aplicarea unui cîmp electric cu intensitatea E semiconductorului, va fi

$$J = \sigma E = q\, n\, \mu_n E + q\, p\, \mu_p E = q n_i E\, (\mu_n + \mu_p). \qquad (1.11)$$

*) Golul va fi considerat „purtător liber" de sarcină pozitivă.

Relația (1.11) arată că densitatea totală a curentului electric este egală cu suma densităților curentului format de mișcarea electronilor liberi și a curentului format de mișcarea golurilor.

Din punct de vedere energetic, procesul de formare a purtătorilor de sarcină liberi în semiconductorul pur (fără impurități) se poate ilustra prin fig. 1.11 (electronii sînt reprezentați prin puncte negre, iar golurile prin cercuri goale).

Electronul aruncat din zona completată (zona de valență), în zona de conducție eliberează în zona de valență un nivel energetic corespunzător. Acest nivel energetic eliberat poate fi ocupat de un electron al altui atom vecin, electron care are o energie apropiată de nivelul eliberat. Astfel se creează posibilitatea de deplasare a electronilor liberi în zona de conducție și de deplasare a altor electroni în zona de valență pentru ocuparea succesivă a golurilor create. Mișcarea electronilor printre nivelele energetice din zona completată pentru a ocupa golurile create poate fi privită ca o mișcare a golurilor.

Trebuie deci reținut că mișcarea electronilor liberi, care determină densitatea de curent

$$J_n = q\, n\, \mu_n E, \qquad (1.12)$$

are loc în zona de conducție, acești electroni avînd o energie corespunzătoare zonei de conducție, iar mișcarea golurilor, care determină densitatea de curent

$$J_p = q\, p\, \mu_p E, \qquad (1.13)$$

are loc în zona de valență, avînd o energie corespunzătoare nivelelor acestei zone (mai mică decît cea corespunzătoare zonei de conducție).

Densitatea totală de curent este

$$J = J_n + J_p. \qquad (1.14)$$

Conductivitatea σ_i (1.10) se numește „conductivitate electrică proprie" a semiconductorului, iar procesul de conducție se numește „conductibilitate proprie" sau „conductibilitate intrinsecă" a semiconductorului pur. De asemenea trebuie să se rețină faptul că această conductibilitate proprie apare numai cînd se aplică din afară un cîmp electric capabil să transmită electronilor din zona de valență completată o cantitate de energie suficientă pentru ca aceștia să poată trece în zona de conducție.

d. **Conductibilitatea semiconductoarelor cu impurități** [3; 4; 5; 12]

Rezistența specifică a semiconductoarelor depinde foarte mult de impurități.

În fig. 1.12 se reprezintă [3] legăturile covalente în cristalul de germaniu (element tetravalent), în care unul din atomi este înlocuit cu un atom de impuritate pentavalentă (de ex. stibiu sau arsen).

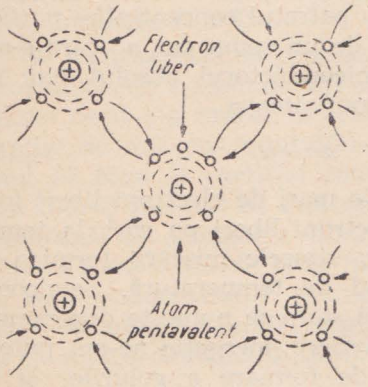


Fig. 1.12. Legăturile covalente în cristalul de germaniu, în care un atom de germaniu a fost înlocuit cu un atom de impuritate pentavalentă.

Patru dintre cei cinci electroni de valență ai atomului de impuritate pentavalentă intră în legături covalente cu patru atomi vecini de germaniu, iar cel de-al cincilea electron de valență rămîne de prisos, deoarece în apropiere nu există o legătură valentă vacantă, pe care ar fi putut s-o completeze.

Energia de activare a unui astfel de electron este mult mai mică decît energia de activare a electronului din zona completată proprie a semiconductorului; de aceea, trecerea acestui electron în zona de conducție este mult ușurată. Astfel, chiar la temperatura camerei, acesta devine electron liber, iar atomul de impuritate devine ion pozitiv, care este însă bine fixat în rețea prin legăturile covalente cu atomii de germaniu.

În cazul cînd în germaniul pur sînt introduși atomi de stibiu în proporția de 0,001%, mărimea energiei de activare ΔE a stibiului este, la temperatura camerei, aproximativ 0,015 eV, în timp ce energia de activare a germaniului pur este 0,72 eV.

Dacă vom considera că numărul de atomi de germaniu într-un volum de 1 cm^3 este egal cu $5 \cdot 10^{22}$, atunci vom avea $5 \cdot 10^{17}$ atomi de impurități și, la temperatura camerei, $5 \cdot 10^{17}$ electroni liberi pe cm^3, creați prin introducerea acestor impurități. Cum în cazul germaniului pur există, la aceeași temperatură, un număr de electroni liberi aproximativ egal cu $2 \cdot 10^3$ pe cm^3, rezultă că introducînd impurități de stibiu în proporția menționată, concentrația de electroni liberi crește de circa 25 000 de ori.

Trebuie să subliniem ca o particularitate importantă faptul că în semiconductorul cu conductibilitate proprie există un număr egal de electroni și goluri, în timp ce conductibilitatea impurităților de tipul celei examinate mai sus dă numai electroni liberi.

Semiconductoarele cu astfel de impurități care dau electroni liberi se numesc semiconductoare de tipul *n*, iar impuritățile respective se numesc *impurități donoare*, deoarece dau electroni liberi, sau impurități de tipul *n*. Tipul de conductibilitate care se obține cu ajutorul impurităților donoare se numește conductibilitate de tipul *n* sau conductibilitate electronică.

Mărind sau micșorînd cantitatea de impurități se poate mări sau micșora, după dorință, conductibilitatea electronică a semiconductorului. Trebuie să se rețină faptul că lucrurile se petrec astfel numai în cazul cînd temperatura este constantă.

Cînd temperatura semiconductorului cu impurități crește, atunci va apărea inevitabil conductibilitatea proprie, legată de formarea nu numai a electronilor liberi, ci și a golurilor, datorită excitării termice a atomilor semiconductorului (de ex. germaniul). Într-un astfel de semiconductor vor exista, însă, mult mai mulți electroni și, sub acțiunea cîmpului electric, va predomina curentul de electroni.

Dacă se introduc în germaniu impurități trivalente, de exemplu atomi de indiu, în locul impurităților pentavalente, atunci se realizează semiconductoare în care, la aplicarea cîmpului electric, predomină curentul de goluri. Atomul de indiu are numai trei electroni de valență. Acesta fiind introdus în cristalul de germaniu, toți cei trei electroni de valență ai săi vor completa legăturile covalente cu trei din atomii vecini din rețeaua cristalină, iar cea de-a patra legătură va rămîne necompletată. Această legătură poate fi completată de unul din electronii unui atom de germaniu vecin, care va primi din afară o energie suficientă pentru a trece în această legătură nesaturată (fig. 1.13). Este ca și cum acest electron ar fi „împrumutat" de la un atom vecin pentru completarea legăturii vacante.

Arhiva digitala SaDAng

Astfel atomul de impuritate va deveni un *ion negativ*, iar în locul electronului plecat din atomul de germaniu vecin va rămîne un gol (atomul de germaniu devine ion pozitiv), care se va comporta la fel ca și golul din semiconductorul cu conductibilitate proprie.

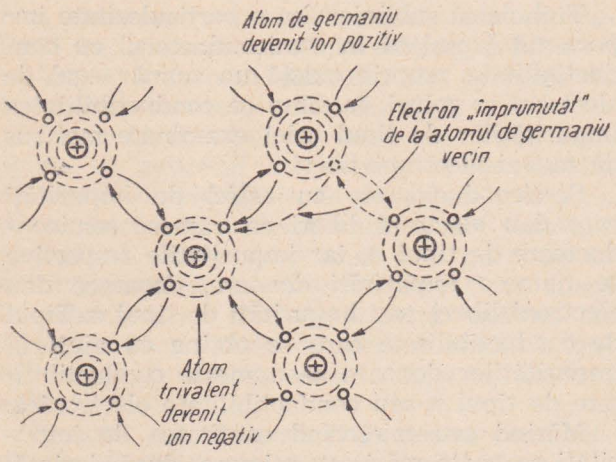


Fig. 1.13. Principiul de formare a golurilor în cristalul de germaniu cu ajutorul impurităților trivalente.

Ionul negativ de indiu este legat stabil în rețea de atomii vecini de germaniu prin patru perechi de legături (stratul electronic de valență a fost completat cu numărul maxim de electroni, în total 8 electroni).

Numărul de goluri ajunge să fie egal cu numărul atomilor de impurități introdus în semiconductor, dacă se aplică din afară energia necesară pentru activarea atomilor, adică energia necesară pentru trecerea electronilor atomilor vecini la legăturile libere formate de atomii de impurități.

Introducînd atomi de indiu în cristalul de germaniu putem varia, în limite largi, numărul de goluri. Astfel de impurități se numesc impurități *acceptoare*, deoarece acestea, spre deosebire de cele donoare, primesc electroni de la atomii vecini de germaniu. Acestea se numesc și impurități de tipul *p*.

Semiconductoarele realizate cu astfel de impurități se numesc semiconductoare de tipul *p*, iar conductibilitatea rezultată la aplicarea unui cîmp electric se numește conductibilitate prin goluri sau *conductibilitate de tipul p*.

Purtătorii de sarcină, care predomină în semiconductor, se numesc purtători majoritari. Astfel în cazul semiconductorului de tipul *n*, electronii sînt purtători majoritari, iar golurile determinate prin conductibilitatea proprie sînt purtători minoritari. La semiconductorul de tipul *p* lucrurile se petrec invers.

La o temperatură dată, produsul dintre concentrația de electroni liberi *n* și cea de goluri *p* dintr-un semiconductor cu impurități este constant și egal cu patratul concentrației purtătorilor de sarcină de un semn dat *n* care s-ar fi realizat în semiconductorul absolut pur la temperatura corespunzătoare

$$np = n_i^2. \qquad (1.15)$$

La concentrațiile mari de electroni liberi (de ordinul $2 \cdot 10^{19}$ electroni liberi pe cm^3, la temperatura camerei), vitezele mișcării termice a electronilor depind de temperatură. Semiconductorul în această stare se numește degenerat.

Din punct de vedere energetic ne-am putea explica procesul de formare a golurilor și a electronilor liberi în semiconductorul cu impurități după cum urmează.

Nivelele energetice ale impurităților donoare sînt amplasate în zona interzisă a energiilor proprii ale semiconductorului, la distanța ΔE_d de limita inferioară a zonei de conducție (fig. 1.14, *b*), de aceea trecerea electronilor din atomii de impurități în zona de conducție cere o energie suplimentară foarte mică.

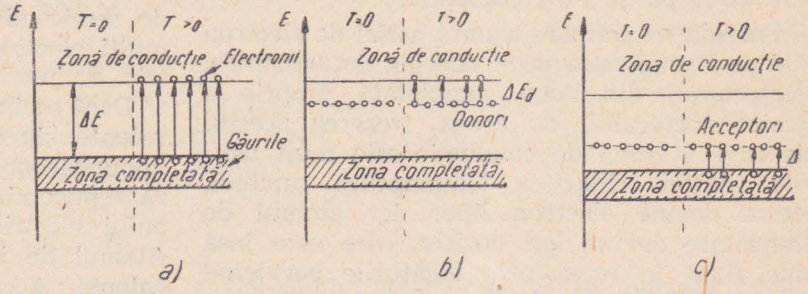


Fig. 1.14. Explicarea pe cale energetică a procesului de formare a electronilor liberi și a golurilor în semiconductorul pur (*a*), cu impurități donoare (*b*) și cu impurități acceptoare (*c*).

Nivelele energetice ale impurităților acceptoare sînt amplasate în zona interzisă a energiilor proprii semiconductorului la distanța ΔE_a deasupra limitei zonei de valență (fig. 1.14, *c*).

Deoarece ΔE_a este mic, trecerea electronilor din zona de valență a germaniului pe nivelele acceptoare, adică la atomii de impurități, are

loc pentru valori reduse ale energiei suplimentare și în zona de valență se formează nivele libere.

Aceasta dă posibilitatea deplasării electronilor între nivelele zonei de valență, ceea ce este caracteristic conductibilității prin goluri (sau de tipul p).

Energia suplimentară pentru formarea electronilor liberi, respectiv a golurilor se obține prin încălzire ($T > 0$).

Se menționează că procesele fizice din semiconductoarele cu impurități sînt mult mai complexe decît s-a arătat în acest paragraf, explicațiile de mai sus limitîndu-se doar la principiul de bază al variației conductibilității. Pentru cadrul lucrării de față este important să se înțeleagă că adăugarea unor anumite impurități la compoziția de bază (pe cît posibil pură) a semiconductoarelor permite să se varieze după dorință, în limite largi, atît mărimea cît și caracterul conductibilității.

3. Joncțiunea *pn*. Efectul de redresare

a. Distribuția purtătorilor de sarcină în joncțiunea *pn* [4]

Dacă se dotează un cristal de germaniu pînă la o anumită suprafață de separare, pe partea din stînga cu impurități acceptoare (de tipul p) și pe partea din dreapta cu impurități donoare (de tipul n), atunci se obține o joncțiune pn (fig. 1.15, *a*). La o joncțiune pn vom distinge două regiuni ale semiconductorului: regiunea p (cea din stînga) și regiunea n (cea din dreapta).

Presupunînd că impuritățile sînt uniform distribuite în cele două regiuni adiacente suprafeței de separație (fig. 1.15, *b*) vom nota concentrația golurilor în regiunea p cu p_0 iar a electronilor liberi în regiunea n cu n_0. Aceștia sînt purtătorii majoritari din cele două regiuni adiacente ale semiconductorului.

Datorită conductibilității proprii (intrinseci), în fiecare din aceste două regiuni ale semiconductorului vor exista și purtători minoritari.

Astfel, conform relației (1.15), în regiunea p vor exista $n_p = \frac{n_i^2}{p_0}$ electroni liberi, iar în regiunea n vor exista $p_n = \frac{n_i^2}{n_0}$ goluri.

Concentrația golurilor în regiunea p este în orice caz mult mai mare decît concentrația golurilor în regiunea n și de aceea golurile din stratul p vor difuza în regiunea n, tinzînd să uniformizeze concentrația golurilor în întreg volumul semiconductorului. Pe măsura înaintării în adîncimea regiunii n, după trecerea suprafeței de separație, golurile difuzate se vor recombina cu electronii liberi, care apar în această regiune ca purtători de sarcină majoritari. Din motive similare, electronii liberi din regiunea n vor difuza în regiunea p, tinzînd de asemenea să uniformizeze concentrația electronilor liberi în întreg volumul semiconductorului, însă, pe măsura înaintării în regiunea p, ei se vor recombina cu golurile existente ca purtători majoritari în această regiune.

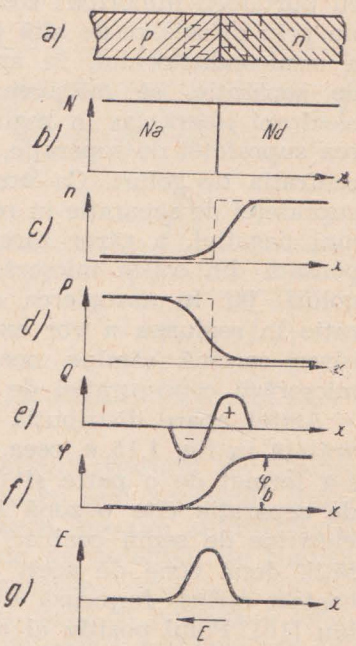


Fig. 1.15. Joncțiunea *pn*:
a — reprezentarea joncțiunii; *b* — distribuția impurităților; *c* — distribuția concentrației electronilor; *d* — distribuția concentrației golurilor; *e* — distribuția de sarcini electrice; *f* — variația potențialului; *g* — variația cîmpului electric.

În cele din urmă, distribuția concentrației electronilor liberi (ca purtători majoritari în regiunea n și minoritari în regiunea p) ia forma din fig. 1,15, *c*, iar distribuția concentrației golurilor (ca purtători majoritari în regiunea p și minoritari în regiunea n) ia forma din fig. 1.15, *d*.

Trebuie să subliniem că dacă n-ar fi fost posibilă difuzia purtătorilor majoritari prin suprafața de separație, atunci fiecare din cele două regiuni ale semiconductorului ar fi apărut neutre din punct de vedere electric, deoa-

Arhiva digitala SaDAng

rece sarcina purtătorilor liberi ar fi compensat sarcina ionilor, care s-au format o dată cu crearea purtătorilor liberi în regiunea corespunzătoare.

Datorită procesului de difuzie a purtătorilor majoritari, pe de o parte, și procesului de recombinare a unora din purtătorii majoritari cu purtătorii minoritari sosiți în fiecare regiune prin difuzie, pe de altă parte, în regiunea *p* a semiconductorului, în apropierea suprafeței de separație, se micșorează concentrația de electroni liberi, iar în regiunea *n*, în apropierea suprafeței de separație, se micșorează concentrația de goluri. Ca urmare, în apropierea suprafeței de separație în regiunea *p* vor exista ioni negativi, a căror sarcină rămîne necompensată din cauza micșorării concentrației de goluri, iar în apropierea suprafeței de separație în regiunea *n* vor exista ioni pozitivi, a căror sarcină rămîne necompensată datorită micșorării concentrației de electroni liberi.

Astfel apare distribuția de sarcini electrice arătată în fig. 1.15, *e*, ceea ce arată că de fapt s-a format de o parte și de alta a suprafeței de separație cîte o zonă încărcată cu sarcini electrice de semn contrar. În teoria electricității, două zone de acest fel, așezate într-un contact strîns, formează un strat electric dublu [10]. Polul pozitiv al acestui strat electric dublu se află în regiunea *n*, iar polul negativ, în regiunea *p* a semiconductorului.

Dacă, într-o primă aproximație, am face analogia între stratul electric dublu format în acest caz și un condensator încărcat cu sarcină pozitivă pe o armătură și negativă pe cealaltă, atunci ne-ar apărea clar faptul că între limitele acestui strat dublu există o diferență de potențial φ_b, așa cum se arată în fig. 1,15, *f*. Această diferență de potențial se numește diferență de potențial de contact.

Ca și în cazul unui condensator, ale cărui armături se află la potențiale diferite, și în acest caz va apărea un cîmp electric *E*, care acționează de la polul pozitiv spre cel negativ, adică în sensul de la regiunea *n* spre regiunea *p* (fig. 1.15, *g*) și care se opune mișcării electronilor liberi din regiunea *n* înspre regiunea *p*, și de asemenea mișcării golurilor din regiunea *p* înspre regiunea *n*, limitînd procesul de difuzie a purtătorilor majoritari.

Dacă n-ar fi apărut acest cîmp electric, procesul de difuzie a purtătorilor majoritari ar fi continuat pînă la uniformizarea distribuției lor în întreg volumul semiconductorului.

Stratul dublu electric blochează trecerea purtătorilor majoritari peste suprafața de separație, fapt pentru care îl vom numi strat de blocare.

În același timp, însă, cîmpul electric *E* favorizează trecerea electronilor din regiunea *p* în regiunea *n* și a golurilor din regiunea *n* în regiunea *p*. Ca urmare toți purtătorii minoritari din ambele regiuni, care s-au apropiat de stratul de blocare datorită mișcării termice haotice, vor fi accelerați de cîmpul electric *E* și vor trece în regiunea opusă. Este adevărat că asistăm la o mișcare a golurilor și respectiv a electronilor liberi (ca purtători minoritari) în sensuri opuse; dar deoarece sarcinile lor au semne diferite, sarcinile transportate de ei se însumează dînd naștere unui curent, care se obișnuiește să fie denumit curent de conducție.

S-a arătat că stratul de blocare se opune trecerii purtătorilor majoritari din cauza acțiunii diferenței de potențial de contact. Dacă însă unii purtători majoritari vor avea suficientă energie pentru a învinge această diferență de potențial, atunci aceștia vor putea difuza totuși în regiunile alăturate. Așa se și întîmplă practic. Se vede că diferența de potențial de contact lucrează ca o barieră pentru purtătorii majoritari și de aceea o vom numi barieră de potențial.

Acei purtători de sarcină majoritari a căror energie este suficientă pentru a învinge bariera de potențial a stratului de blocare formează curentul de difuzie, de sens opus curentului de conducție creat de mișcarea purtătorilor minoritari. În condițiile unui echilibru termic și ale circuitului exterior întrerupt, curentul de difuzie este egal ca mărime cu cel de conducție, astfel că, prin stratul de blocare, curentul rezultant este egal cu zero.

Este interesant să se analizeze ce se întîmplă cu purtătorii de sarcină minoritari dacă, dintr-o cauză oarecare, ar crește concentrația lor în semiconductor, ceea ce practic se poate realiza de exemplu printr-o iluminare puternică. Să presupunem că am creat, într-un punct oarecare al semiconductorului de tip *n*, o creștere a concentrației golurilor, cu alte cuvinte se presupune că s-a creat o concentrație excedentară a golurilor în punctul dat și într-un anumit moment, față de concentrația de echilibru. Datorită diferenței dintre concentrația golurilor în punctul respectiv și în restul volumului semiconductorului, golurile încep să

difuzeze în toate direcţiile, tinzînd să uniformizeze concentraţia în întreg volumul semiconductorului. În mişcarea lor, golurile se vor recombina cu electronii liberi (purtătorii majoritari) şi, datorită acestui proces, concentraţia golurilor va scădea devenind egală cu concentraţia de echilibru, la o oarecare distanţă de punctul în care s-a creat concentraţia excedentară. Valoarea medie a acestei distanţe pe care o parcurg golurile excedentare în semiconductorul de tip n se numeşte lungimea medie de difuzie a golurilor în semiconductorul de tip n.

Intervalul de timp în decursul căruia concentraţia excedentară a golurilor se micşorează aproximativ de 3 ori (mai exact de 2,7 ori) se numeşte timpul mediu de viaţă al golurilor.

În mod corespunzător se poate vorbi despre timpul mediu de viaţă şi despre lungimea medie de difuzie a electronilor liberi excedentari în semiconductorul de tip p.

În încheierea acestui paragraf se mai precizează că nu este posibil să se obţină o joncţiune pn pe calea aducerii în contact a două semiconductoare, deoarece procesele care se petrec în stratul de blocare necesită apropierea regiunii p de regiunea n la distanţe comparabile cu dimensiunile atomilor, ceea ce practic nu este posibil.

b. Trecerea curentului prin joncţiunea pn şi efectul de redresare [4]

Dacă se aplică o tensiune exterioară la o joncţiune pn, atunci procesele din joncţiune depind de polaritatea tensiunii aplicate.

Să analizăm mai întîi cazul cînd polul pozitiv al sursei de tensiune este legat la regiunea n, iar cel negativ, la regiunea p a semiconductorului (fig. 1.16, a).

S-a arătat că rezistenţa specifică ρ a semiconductorului este cu atît mai mare cu cît concentraţia purtătorilor de sarcină liberi este mai mică.

Stratul de blocare al joncţiunii pn va avea o rezistenţă mult mai mare decît restul materialului joncţiunii, deoarece în stratul de blocare nu sînt purtători de sarcină liberi (mobili), ci numai purtători de sarcină imobili (ionii puternic legaţi în reţeaua cristalină).

Din cauza acestei diferenţe mari de rezistenţă aproape întreaga tensiune a sursei se va regăsi sub forma căderii de tensiune pe stratul de blocare al joncţiunii pn. Cîmpul electric creat de căderea de tensiune E pe stratul de blocare se adună cu cîmpul barierei de potenţial φ_b. Acţiunea de respingere a stratului de blocare asupra purtătorilor majoritari (asupra golurilor în regiunea p şi asupra electronilor liberi în regiunea n) se măreşte. Aceasta conduce la creşterea lăţimii stratului de blocare (în fig. 1.16 s-a trasat cu linii întrerupte situaţia stratului de blocare, precum şi distribuţia sarcinilor şi diferenţa de potenţial de contact pentru cazul fără polarizare exterioară, iar cu linii continue pentru cazul cu polarizare exterioară). Purtătorii majoritari nu mai pot învinge bariera de potenţial mărită (fig. 1.16, c).

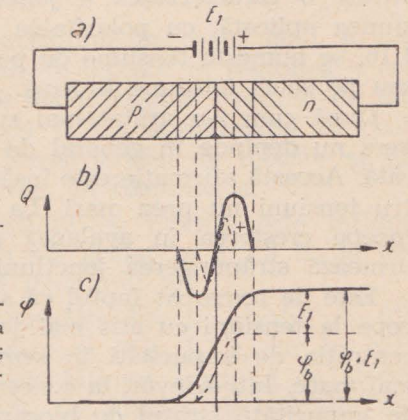


Fig. 1.16. Polarizarea inversă a joncţiunii pn:
a — schema montajului; b — distribuţia sarcinilor electrice; c — variaţia potenţialului.

Curentul de difuzie (al purtătorilor majoritari) prin stratul de blocare se micşorează, sau chiar se întrerupe. Rămîne să circule prin stratul de blocare numai curentul de conducţie (al purtătorilor minoritari), care nu variază o dată cu variaţia tensiunii exterioare, deoarece el depinde de concentraţia purtătorilor minoritari din bază şi de numărul purtătorilor minoritari care s-au apropiat de stratul de blocare datorită mişcării termice haotice. La temperatură constantă acest curent este constant şi se numeşte curent de saturaţie.

Valoarea curentului de saturaţie este proporţională cu concentraţia purtătorilor de sarcină minoritari (goluri în regiunea n şi electroni în regiunea p). Conform relaţiei (1.15), concentraţia purtătorilor minoritari (la o concentraţie constantă de purtători majoritari) este proporţională cu patratul numărului de electroni de conductibilitate proprie (n_i) a semiconductorului la aceeaşi temperatură, iar aceasta din urmă creşte exponenţial cu temperatura, aşa cum rezultă din relaţia (1.8). De aici rezultă

Arhiva digitala SaDAng

că și curentul de saturație va crește exponențial cu creșterea temperaturii. De exemplu, la creșterea temperaturii cu 10°C, în cazul germaniului se obține o dublare a curentului de saturație.

Curentul de saturație I_0 este foarte mic. El se numește de obicei și curent invers, și constituie o caracteristică a joncțiunii *pn*. Tensiunea aplicată, cu polaritatea indicată în fig. 1.16, se numește tensiune de polarizare inversă sau pe scurt tensiune inversă.

După cum s-a arătat mai sus, curentul invers nu depinde în general de tensiunea aplicată. Această afirmație este însă adevărată pentru tensiuni nu prea mari. La tensiuni înalte, începe creșterea în avalanșă a curentului și urmează străpungerea joncțiunii.

Este de remarcat faptul că străpungerea începe la tensiuni cu atît mai joase cu cît concentrația de impurități în semiconductor este mai mare. Într-adevăr, la concentrații mai mari de impurități, stratul de blocare se îngustează și crește intensitatea cîmpului creat de diferența de potențial de contact. De aceea, tensiunea inversă de străpungere constituie de asemenea o caracteristică a joncțiunii *pn*.

În cazul cînd se aplică la joncțiunea *pn* o tensiune cu polul pozitiv conectat la regiunea *p* și cel negativ la regiunea *n* (fig. 1.17), cîmpul electric al tensiunii exterioare va tinde

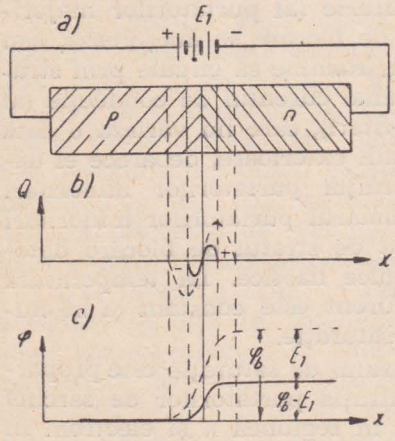


Fig. 1.17. Polarizarea directă a joncțiunii *pn*:
a — schema montajului; *b* — distribuția sarcinilor electrice; *c* — variația potențialului.

să mărească concentrația golurilor în regiunea *p* și a electronilor în regiunea *n*, spre stratul de blocare.

Aceasta duce la neutralizarea sarcinii unui număr de ioni imobili din stratul de blocare (fig. 1.17, *b*), adică la micșorarea valorii barierei de potențial (fig. 1.17, *c*). Ca urmare, un număr mai mare de purtători majoritari vor difuza în regiunea opusă, iar curentul de difuzie va crește. Curentul purtătorilor de sarcină minoritari (I_0) aproape că nu se va schimba pînă în momentul cînd tensiunea aplicată va fi atît de mare încît cîmpul ei va compensa complet cîmpul dat de bariera de potențial; în

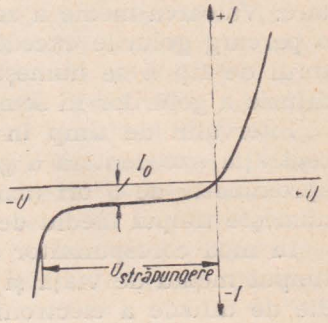


Fig. 1.18. Caracteristica tensiune-curent a unei joncțiuni *pn*.

această situație stratul de blocare va dispărea și rezistența de contact devine egală cu cea a restului volumului semiconductorului.

Această rezistență, împreună cu rezistența circuitului exterior vor determina valoarea curentului prin joncțiunea *pn*.

Acest tip de polarizare se numește polarizare directă, iar curentul de difuzie rezultat în acest caz se mai numește și curent direct sau curent de trecere.

Curentul direct crește aproape exponențial cu tensiunea aplicată.

Golurile care difuzează în regiunea *n* și electronii care difuzează în regiunea *p* se recombină în parte în cristal, iar restul merg la electrozii sursei de tensiune. Purtătorii care dispar sînt primiți ulterior incontinuu de la sursa de tensiune.

Din cele arătate rezultă că joncțiunea *pn* constituie un dispozitiv de redresare.

În fig. 1.18 se arată caracteristica curent-tensiune a unei joncțiuni *pn*.

c. Injecția purtătorilor de sarcină minoritari

Atunci cînd se aplică la joncțiunea *pn* o tensiune de polarizare directă (fig. 1.17), purtătorii majoritari pătrund prin stratul de blocare în regiunea opusă, făcînd să crească acolo concentrația de purtători de sarcină minoritari (goluri în regiunea *n* și electroni în regiunea *p*). Dar, mărirea numărului de purtători de sarcină minoritari produce în semiconductor o

creștere corespunzătoare a purtătorilor majoritari, datorită afluxului acestora din afară, de la sursă, astfel, încît volumul semiconductorului, în afara stratului de blocare, rămîne neutru. În timpul trecerii curentului, pentru fiecare regiune a semiconductorului se poate scrie relația $np > n_i^2$, din cauza creșterii concentrației purtătorilor de sarcină, ceea ce face ca rezistența specifică a semiconductorului să scadă. Acest fenomen se numește injecția purtătorilor de sarcină minoritari. Trebuie reținut faptul că purtătorii de sarcină minoritari, care au pătruns prin stratul de blocare, avansează în interiorul semiconductorului și pe măsura îndepărtării de stratul de blocare concentrația lor va scădea, datorită fenomenului de recombinare cu purtătorii majoritari. La distanța L (lungimea medie a parcursului purtătorilor de sarcină minoritari), concentrația lor va scădea aproape de trei ori.

Cele descrise se obțin în cazul cînd concentrațiile de echilibru ale purtătorilor de sarcină majoritari din cele două regiuni sînt egale ($n_0 = p_0$). Dacă însă concentrația p_0 a golurilor în regiunea p este de multe ori mai mare decît concentrația n_0 a electronilor în regiunea n, atunci numărul golurilor injectate în regiunea n va fi de multe ori mai mare decît numărul electronilor injectați în regiunea p. Astfel, circulația curentului se va efectua aproape în întregime prin goluri.

În mod corespunzător se poate vorbi despre posibilitatea realizării unei circulații a curentului aproape numai prin electroni, dacă se realizează o concentrație de echilibru n_0 a electronilor în regiunea n cu mult mai ridicată decît concentrația de echilibru p_0 a golurilor în regiunea p.

Raportul dintre valoarea curentului transportat prin purtătorii de sarcină a căror concentrație este mai mare și valoarea curentului total prin semiconductor se numește coeficient de injecție.

d. Capacitatea stratului de blocare a joncțiunii *pn*

După cum se știe, stratul de blocare este lipsit de purtători liberi și de aceea sarcina atomilor ionizați imobili de impurități din această zonă nu este compensată.

În cazul cînd concentrația de purtători majoritari din regiunea n este egală cu aceea din regiunea p (adică $n_0 = p_0$), stratul de blocare se extinde pe distanțe egale în cele două regiuni.

Dacă concentrația de sarcină a purtătorilor majoritari într-o regiune este mai mare decît în cealaltă, atunci stratul de blocare se extinde pe o distanță mai mare în regiunea cu concentrație mai mică a purtătorilor de sarcină minoritari.

Astfel, de exemplu, în cazul cînd $p_0 \gg n_0$, lățimea stratului de blocare în regiunea n este mult mai mare decît lățimea stratului de blocare în regiunea p. Cu aproximație se poate presupune că întreg stratul de blocare se găsește, în acest caz, în regiunea n.

Lățimea stratului de blocare este influențată, după cum s-a arătat în § 1.3 b, de tensiunea aplicată joncțiunii *pn*.

În cazul polarizării directe, stratul de blocare aproape dispare (fig. 1.17), iar în cazul polarizării inverse lățimea stratului de blocare crește (fig. 1.16). Ca urmare, la variația tensiunii aplicate pe joncțiunea *pn* apare o variație a sarcinii necompensate din stratul de blocare (sarcina totală fiind proporțională cu lățimea stratului de blocare și desigur cu concentrația atomilor ionizați din acest strat).

Astfel joncțiunea *pn*, cu strat de blocare, se comportă ca un condensator la variația tensiunii aplicate pe armăturile sale, cu diferența doar că în cazul condensatorului sarcina este concentrată pe armături, iar în cazul stratului de blocare din joncțiunea *pn* sarcina are o distribuție în volum, aceasta din urmă purtînd denumirea de sarcină spațială.

Acest fenomen dă posibilitatea să se vorbească despre capacitatea joncțiunii *pn*, care se va numi *capacitate de sarcină*.

Trebuie remarcat că în cazul circulației directe a curentului (fig. 1.17) capacitatea stratului de blocare este mai mare decît în cazul circulației inverse a curentului (fig. 1.16), deoarece în primul caz are loc o micșorare mai rapidă a lățimii stratului de blocare la creșterea tensiunii pozitive, ceea ce duce la o variație mai mare a sarcinii cu variația tensiunii (capacitatea este proporțională cu variația cantității de electricitate și invers proporțională cu variația tensiunii aplicate).

În afară de capacitatea de sarcină, în joncțiunea *pn* trebuie să se țină seama și de fenomenul care a căpătat denumirea de *capacitate de difuzie*.

Arhiva digitala SaDAng

Așa cum s-a arătat în § 1.3, c, injectarea purtătorilor de sarcină minoritari (a golurilor în regiunea *n* sau a electronilor în regiunea *p* a joncțiunii *pn*) creează o oarecare sarcină pe o distanță medie egală cu lungimea medie de difuzie a purtătorilor de sarcină minoritari. Această sarcină va atrage imediat din circuitul exterior un număr corespunzător de purtători de sarcină mobili (electroni, respectiv goluri), astfel încît se va realiza neutralitatea electrică. Variația cantității de purtători de sarcină minoritari injectați va duce la o variație a sarcinii creată de purtătorii de sarcină mobili (electroni, respectivi goluri) atrași din circuitul exterior. Această variație a sarcinilor acumulate în funcție de variația tensiunii va fi resimțită de către circuitul exterior ca o variație a capacității joncțiunii *pn*, care în acest caz se numește capacitate de difuzie. Această capacitate, fiind legată de lungimea medie de difuzie a purtătorilor minoritari, va depinde desigur și de timpul de viață al acestora; ea este direct proporțională cu densitatea de curent creat prin purtătorii de sarcină minoritari injectați, cu timpul de viață al acestora, precum și cu suprafața stratului de blocare.

e. Influența suprafeței cristalului asupra proprietăților de redresare ale joncțiunii *pn*

În cristalul ideal, probabilitatea de recombinare este mică, deoarece purtătorii de sarcină mobili (electronii și golurile) se deplasează în volumul cristalului fără nici o piedică. Existența unor defecte sau neomogenități în structura cristalină contribuie la recombinare.

Prezența impurităților (caz examinat în § 1.2 d) constituie un exemplu de defect în structura cristalului.

Defectele de neomogenitate apar în special la suprafața cristalului. Tot acolo apar și impurități suplimentare provenite din mediul exterior, mai ales în timpul prelucrării suprafeței cristalului. De aceea pe suprafață are loc un proces mai intens de recombinare. O dată cu micșorarea grosimii plăcii de cristal, va crește rolul recombinării de suprafață față de cel al recombinării de volum [11]. Astfel în plăcile cu o grosime mai mică decît 0,1 mm, procesul recombinării de suprafață joacă rol determinant.

Raportul dintre numărul purtătorilor minoritari care trec prin unitatea de suprafață și care sînt recombinați și numărul total de purtători minoritari aflați în volumul de 1 cm^3 care mărginește unitatea de suprafață dată se numește viteză de recombinare de suprafață. Dacă în timpul de 1 s va trece prin unitatea de suprafață un număr de purtători egal cu numărul lor într-un volum de 1 cm^3, atunci viteza de recombinare de suprafață va fi egală cu 1 cm/s. Viteza de recombinare de suprafață depinde în mare măsură de mediul înconjurător.

Recombinarea de suprafață este însoțită de generarea la suprafață a perechilor de electroni-goluri libere. În mod normal (în cazul echilibrului termic), recombinarea și generarea sînt echilibrate.

În cazul aplicării unei tensiuni exterioare, se strică în oarecare măsură acest echilibru. Într-adevăr, sub acțiunea cîmpului creat de tensiunea exterioară, electronii și golurile generate părăsesc suprafața și recombinarea lor are loc undeva în interiorul volumului cristalului semiconductor, în mediu la distanță egală cu lungimea de difuzie. Aceasta duce la apariția unui curent suplimentar invers prin stratul de blocare. Astfel fenomenele de suprafață contribuie la creșterea curentului invers prin stratul de blocare.

În afară de aceasta, pe suprafața semiconductorului, între semiconductorul *n* și semiconductorul *p*, pot apărea uneori punți conductoare datorită murdăririi suprafeței, a depunerii umezelii pe această suprafață, sau a apariției ionilor. Aceste punți șuntează stratul de blocare, ceea ce duce de asemenea la creșterea curentului invers prin stratul de blocare.

f. Diode redresoare de tipul cu joncțiune [13; 14]

Una din cele mai răspîndite diode redresoare cu germaniu de tipul cu joncțiune este dioda sovietică Д7, a cărei construcție și dimensiuni sînt arătate în fig. 1.19.

Aceasta se confecționează, ca majoritatea dispozitivelor redresoare de germaniu de tipul cu joncțiune, prin alierea germaniului de tipul *n* cu indiul (element trivalent). Dioda este

prevăzută cu un suport de oţel *8* sudat la corpul *5*, care are un izolator de sticlă *4*, prin care trece un tub *3* pentru ieşire. La suportul de oţel *8* este sudată o placă *7* cu suprafaţa de $1 \times 1\ mm^2$ şi cu o grosime de 0,3—0,4 mm, confecţionată din germaniu monocristal de tipul *n*, cu rezistenţa specifică de cca. 20 Ω·cm. Cu *6* s-a notat electrodul care se prelungeşte cu tija *2*.

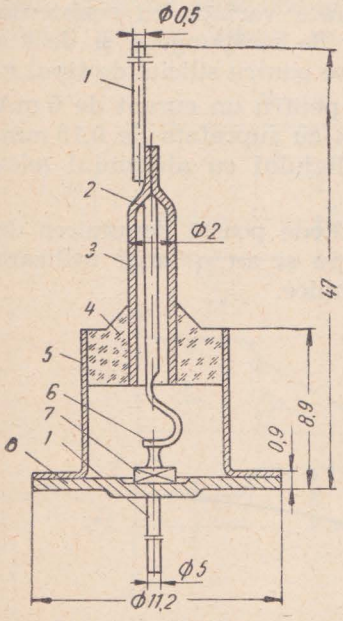


Fig. 1,19. Dioda cu germaniu tip Д7.

Picătura de indiu, care formează joncţiunea, are un diametru de 0,8 mm. Ieşirile *1* şi *2* ale diodei sînt aşezate pe axele acesteia.

Diodele de tipul Д7 se caracterizează prin următorii parametri admisibili: curentul redresat 300 mA; căderea de tensiune directă, la curentul nominal redresat, 0,5 V; curentul invers, la tensiunea maximă, 0,3 mA. Diferitele variante ale diodei de tipul Д7 se deosebesc prin amplitudinea tensiunii inverse admisibile (50 V pentru dioda Д7-А şi se adaugă cîte 50 V în plus pentru fiecare din variantele următoare de la Б la Ж).

În fig. 1.20 se arată caracteristicile statice ale diodei Д7-Ж la temperaturile mediului înconjurător egale cu −50; +20; +50 şi +70°C.

Dispozitivele redresoare cu siliciu, spre deosebire de cele cu germaniu, pot funcţiona la temperaturi pînă la +125°C şi chiar mai mult. Ele au o tensiune inversă admisibilă mult mai înaltă şi curenţi inverşi mult mai mici. De exemplu la o diodă cu siliciu care lucrează cu un curent

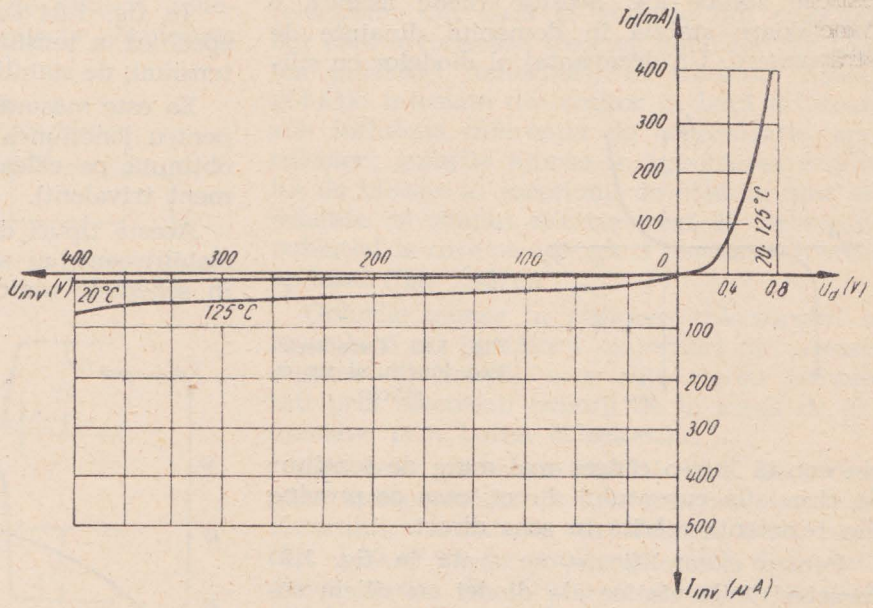


Fig. 1.21. Caracteristicile statice ale diodei de siliciu de tipul Д205 la diferite temperaturi.

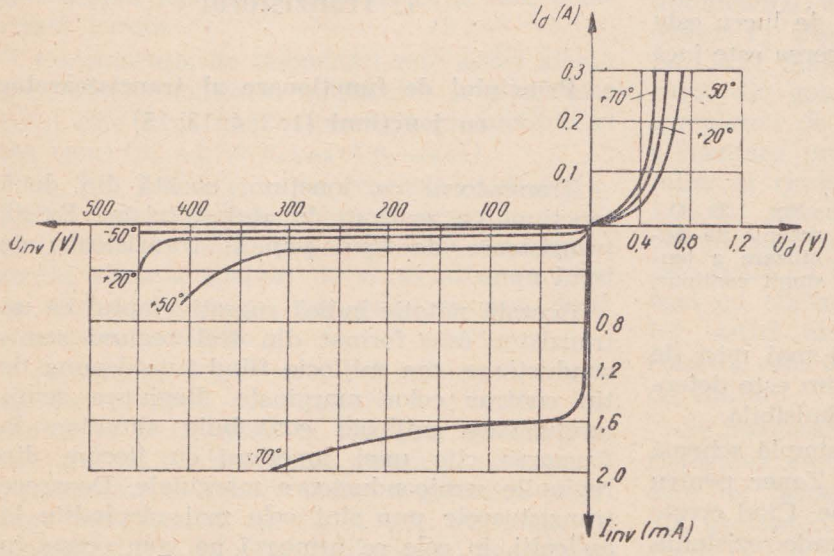


Fig. 1.20 Caracteristicile statice ale diodei.

Arhiva digitala SaDAng

direct de 0,5 A curenții inverși nu depășesc valoarea de 0,01 mA.

Datorită acestui fapt, diodele cu siliciu își găsesc o largă utilizare în schemele radiotehnice, precum și în altă aparatură. Caracteristicile statice ale acestor diode asigură o funcționare stabilă în domeniul dinainte de străpungere. Un dezavantaj al diodelor cu siliciu constă într-o cădere mai mare de tensiune la circulația curentului direct, ceea ce provine din rezistența mărită în sens direct.

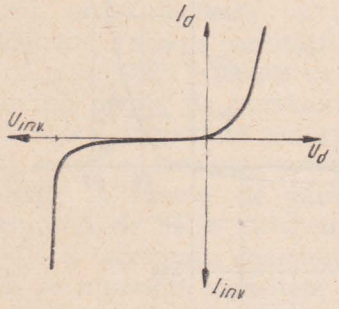


Fig. 1.22. Caracteristica joncțiunii *pn* cu siliciu.

Pentru exemplificare, se arată în fig. 1.21 caracteristicile statice ale diodei cu siliciu sovietice Д205 la diferite temperaturi.

Ramura $I_{inv} - U_{inv}$ a caracteristicii joncțiunii *pn* cu siliciu (fig. 1.22) prezintă particularitatea unei variații mici a tensiunii de străpungere la variații mari ale curentului invers. Această particularitate a joncțiunilor de siliciu poartă denumirea de efect Zener și este folosită pentru crearea stabilizatoarelor de tensiune.

Limita inferioară a curentului de lucru este determinată de faptul că străpungerea este încă insuficient de stabilă la curenții mai mici de 1 mA, iar curentul de lucru maxim este determinat de puterea de disipație admisibilă.

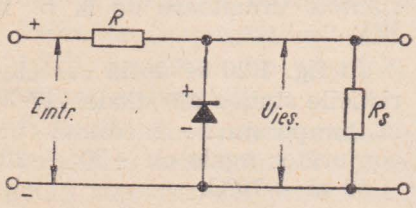


Fig. 1.23. O schemă de stabilizare a tensiunii continue.

În fig. 1.23 se arată cea mai simplă schemă care utilizează o diodă cu efect Zener pentru stabilizarea unei tensiuni continue. Cînd crește puțin tensiunea pe diodă, atunci scade rezistența sa și pe rezistența R apare o cădere de tensiune suplimentară, care face ca tensiunea pe rezistența de sarcină R_s să rămînă practic constantă.

Tensiunea de străpungere a diodei depinde de mărimea rezistenței sale specifice.

În fig. 1.24 se arată variația cu rezistența specifică a tensiunii de străpungere și deci a tensiunii de stabilizare pentru siliciul de tipul *n*.

Ea este măsurată pentru un curent de 5 mA pentru joncțiunea *pn* cu suprafața de 0,15 mm, obținută pe calea aliajului cu aluminiul (element trivalent).

Aceste tipuri de diode poartă denumirea de stabilitroane cu siliciu și au o largă utilizare în schemele radiotehnice.

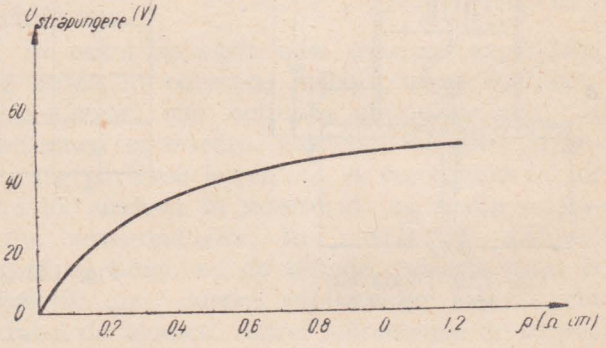


Fig. 1.24. Variația tensiunii de străpungere cu rezistența specifică a, joncțiunii *pn* cu siliciu de tipul *n*.

4. Tranzistorul

a. Principiul de funcționare al tranzistoarelor cu joncțiuni [1; 3; 4; 13; 15]

Tranzistorul cu joncțiuni constă din două joncțiuni *pn* realizate în același cristal. Există tranzistoare de tipul *pnp* și tranzistoare de tipul *npn*.

Această notație indică sugestiv faptul că un tranzistor este format din trei regiuni semiconductoare, cea mijlocie fiind întotdeauna de tip contrar celor marginale. Regiunea semiconductoare mijlocie contribuie simultan la formarea cîte unei joncțiuni cu fiecare din regiunile semiconductoare marginale. Deoarece tranzistoarele *pnp* sînt cele mai răspîndite în aplicații, în cele ce urmează ne vom ocupa în special de acestea.

În fig. 1.25, *a* se arată schematic tranzistorul *pnp* şi polaritatea tensiunilor aplicate pe electrozi. Electrodul din stînga se numeşte emitor, cel mijlociu bază, iar cel din dreapta colector. Astfel emitorul şi colectorul sînt formaţi dintr-un semiconductor de tipul *p*, iar baza dintr-un semiconductor de tipul *n*. Joncţiunea *pn* din stînga se numeşte joncţiunea

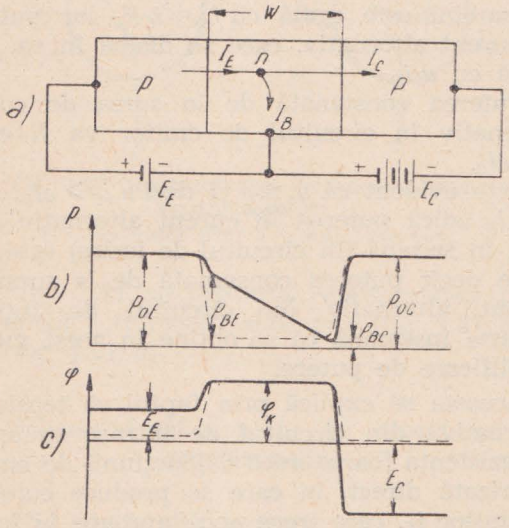


Fig. 1.25. Principiul de funcţionare a tranzistorului *pnp*:
a — schema; *b* — distribuţia concentraţiei golurilor; *c* — variaţia potenţialului.

emitor-bază sau simplu joncţiunea de emitor şi este polarizată direct, iar joncţiunea *np* din dreapta se numeşte joncţiunea bază-colector sau simplu joncţiunea de colector şi este polarizată invers.

Concentraţia de impurităţi este astfel aleasă încît conductibilitatea emitorului şi a colectorului este mult mai mare decît conductibilitatea bazei ($p_{0\ \text{emitor}} \gg n_{0\ \text{bază}} \ll p_{0\ \text{colector}}$).

În fig. 1.25, *b* şi *c* s-a reprezentat distribuţia concentraţiei golurilor *p* şi respectiv a potenţialului φ cu distanţa. Punctat s-a reprezentat situaţia înainte de conectarea surselor de alimentare şi cu linie plină situaţia după conectarea acestora.

Joncţiunea de emitor fiind polarizată direct, are loc procesul de injectare a golurilor din emitor în bază, unde în imediata apropiere a stratului de blocare (mult micşorat) se creează o concentraţie relativ mare a golurilor (p_{BE}), după cum rezultă din fig. 1.25,*b*. Diferenţa de concentraţie a golurilor în domeniul bazei (mai mare spre emitor şi mai mică spre colector) face posibilă difuzia golurilor spre colector.

Joncţiunea de colector fiind polarizată invers, aici sînt create condiţii care blochează trecerea purtătorilor de sarcină majoritari prin stratul de blocare al joncţiunii de colector (electronii din bază şi golurile din colector), dar care favorizează trecerea golurilor din bază (ca purtători minoritari) în colector. Aşadar golurile injectate din emitor în bază difuzează sub influenţa diferenţei de concentraţie, spre colector; golurile ajunse în apropierea stratului de blocare al joncţiunii de colector sînt accelerate de cîmpul electric creat de bariera de potenţial la care se adaugă şi tensiunea inversă aplicată (fig. 1.25, *c*).

Golurile ajunse în regiunea colectorului se recombină cu purtătorii majoritari din această regiune (electronii), care sînt mereu completaţi prin electronii primiţi de la sursa de alimentare prin borna colectorului.

Din cele prezentate rezultă însă, ca o condiţie indispensabilă pentru funcţionarea tranzistorului, necesitatea ca lăţimea w a bazei (fig. 1.25, *a*) să fie mult mai mică decît lungimea medie de difuzie a golurilor în bază, altfel majoritatea golurilor se vor recombina în bază şi nu vor mai putea ajunge în apropierea stratului de blocare al joncţiunii de colector pentru a fi antrenate, de cîmpul electric creat acolo, spre colector.

Oricît de mică ar fi lăţimea w a bazei, un număr oarecare de goluri se vor recombina totuşi în bază şi curentul de colector I_C va fi întotdeauna ceva mai mic decît curentul de emitor I_E (fig. 1.25, *a*). Electronii din bază (ca purtători majoritari), care se recombină cu o parte din golurile injectate din emitor, vor fi completaţi de electronii primiţi de la sursa de alimentare prin borna bazei, care vor determina la rîndul lor curentul de bază I_B (fig. 1.25, *a*), sensul acestuia fiind invers sensului de mişcare a electronilor. Diferenţa $I_E - I_C$ este egală cu I_B. Curentul de bază este practic egal cu cîteva procente din curentul de emitor, astfel că practic valoarea curentului de colector este foarte apropiată de valoarea celui de emitor.

Se precizează că în analiza funcţionării tranzistorului s-au făcut aici multe simplificări, care nu denaturează însă procesele calitative din tranzistor. Cititorul va putea remarca desigur că în afara curentului de goluri prin

Arhiva digitala SaDAng

joncțiunea de emitor va exista și un curent de electroni, care trec din bază către emitor. Acest curent este însă relativ mic din cauză că concentrația purtătorilor majoritari (electronii) în bază este mult mai mică decît concentrația purtătorilor majoritari (golurile) în emitor.

b. Proprietățile de amplificare ale tranzistorului

În fig. 1.26, *a* se prezintă o schemă de conectare a tranzistorului *pnp* ca amplificator. Diferența față de conectarea din fig. 1.25, *a*

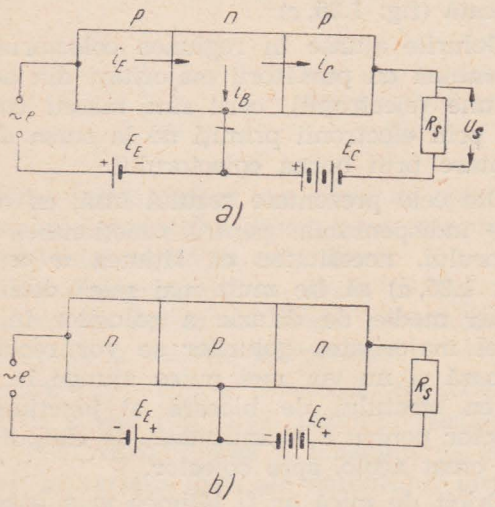


Fig. 1.26. Schema de conectare a tranzistorului ca amplificator:
a — tranzistor *pnp*; *b* — tranzistor *npn*.

constă în faptul că în circuitul de intrare (circuitul emitorului) a fost introdusă o sursă de tensiune alternativă *e*, care face ca nivelul polarizării emitorului să fie variat în timp, iar în circuitul de ieșire (circuitul colectorului) a fost introdusă o rezistență de sarcină R_s. Tensiunea sursei E_E, precum și amplitudinea tensiunii alternative, sînt mici, deoarece pentru a se realiza injectarea golurilor din emitor în bază este suficient să se aplice stratului de blocare al joncțiunii de emitor o diferență de potențial de ordinul zecilor de milivolți.

Tensiunea sursei E_C poate fi luată mare, deoarece joncțiunea de colector este polarizată invers. Rezistența de sarcină R_s se ia mare (de ordinul zecilor de mii de ohmi), deoarece ea este conectată în serie cu rezistența joncțiunii de colector — care este foarte mare pentru curentul alternativ, din cauza polarizării inverse a joncțiunii.

Peste componenta de curent continuu se suprapune în tranzistor o componentă de curent alternativ.

Astfel ia naștere curentul alternativ de emitor i_E care se divide în curentul i_C prin colector și i_B prin bază.

Căderea de tensiune alternativă pe rezistența de sarcină este egală cu $U_s = i_C R_s$, iar puterea în curent alternativ, care se disipă în ea, este egală cu $u_s i_C$.

Puterea consumată de la sursa de curent alternativ în circuitul de emitor va fi egală cu ei_E.

Este evident că $u_s \gg e$ și deci $u_s i_C > ei_E$, deși $i_C < i_E$ adică puterea în curent alternativ disipată în sarcină (în circuitul de ieșire) este mai mare decît puterea consumată de la sursa de curent alternativ din circuitul de intrare. Aceasta înseamnă că se obține în acest mod o amplificare de putere.

Aceasta se explică prin faptul că tensiunea alternativă din circuitul de intrare se aplică la rezistența foarte mică a joncțiunii de emitor polarizată direct, în care se produce curentul de emitor i_E, care trece apoi aproape în întregime prin joncțiunea de colector, care are o rezistență de zeci și sute de mii de ori mai mare, și prin rezistența de sarcină R_s, care de asemenea este mare. Puterea suplimentară obținută în circuitul de colector este luată sub forma de putere de curent continuu de la sursa E_C și transformată prin tranzistor în putere de curent alternativ. Din cele de mai sus rezultă că, spre deosebire de tuburile electronice care consumă la intrare o putere infimă cînd lucrează fără curenți de grilă, tranzistorul consumă la intrare o putere relativ mare. De aceea, în timp ce amplificarea tuburilor electronice se poate caracteriza bine prin coeficientul de amplificare în tensiune, proprietățile de amplificare ale tranzistorului se vor caracteriza prin coeficientul de amplificare în putere.

Mai trebuie remarcat faptul că, spre deosebire de tuburile electronice, tranzistoarele prezintă rezistențe de intrare mici și impedanțe de ieșire mari, ceea ce creează greutăți considerabile la adaptarea sarcinilor în amplificatoarele cu mai multe etaje.

În fig. 1.26, *b* se arată conectarea ca amplificator a unui tranzistor de tipul *npn*. În acest caz, din emitor se injectează electroni în bază

și nu în goluri, iar tensiunile aplicate sînt inversate. Ca urmare, curentul prin tranzistor este un curent electronic și nu de goluri.

Funcționarea în amănunt poate fi acum dedusă pe baza acelorași principii.

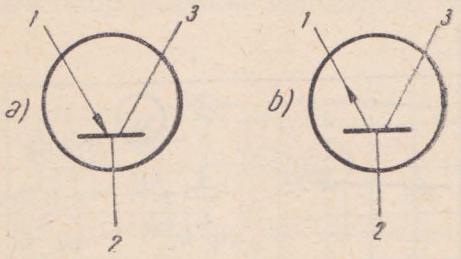


Fig. 1.27. Reprezentarea convențională a tranzistoarelor:
a — tranzistor *pnp*; *b* — tranzistor *npn*.

În fig. 1.27 se prezintă reprezentarea convențională a tranzistoarelor *pnp* (fig. 1.27, *a*) și *npn* (fig. 1.27, *b*).

c. Scheme fundamentale de conectare a tranzistorului

În fig. 1.28 sînt arătate trei scheme de conectare a tranzistorului *pnp*.

În fig. 1.28, *a* se reprezintă schema denumită cu baza comună. După cum se vede din figură, aici tensiunea de intrare este aplicată între emitor și bază, iar sarcina este conectată între colector și bază. Potențialul de referință, din punct de vedere al curentului alternativ, este potențialul bazei și de aceea schema se mai numește cu baza la masă.

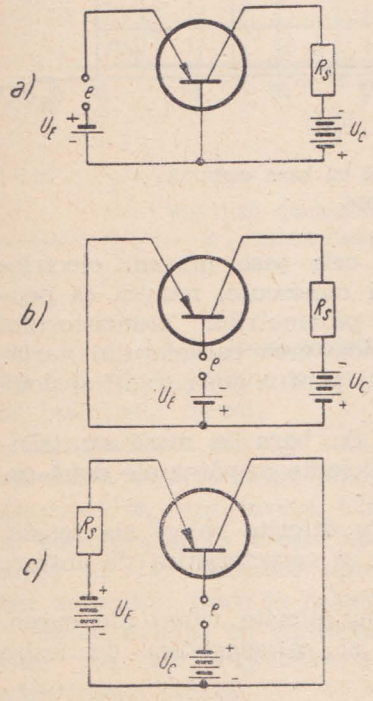


Fig. 1.28. Scheme fundamentale de conectare a tranzistorului *pnp*:
a — schema *BC*;
b — schema *EC*;
c — schema *CC*.

Funcționarea tranzistorului conectat după această schemă a fost examinată în paragraful precedent, ca exemplificare a procesului de amplificare în putere. Coeficientul de amplificare în curent la scurtcircuitarea ieșirii $\left(\alpha = \frac{c}{i_E}\right)$ pentru tranzistoarele cu germaniu conectate după această schemă este întotdeauna mai mic decît unitatea (0,92—0,99), rezistența de intrare este de ordinul de a 100 Ω, rezistența de ieșire între limitele 0,5 și 2,0 MΩ, amplificarea în putere pînă la 1 000 și amplificarea în tensiune de ordinul a 1 000. Această schemă este destul de des folosită în amplificatoare și are avantajul că amplificarea de putere variază puțin cu variația sarcinii.

În fig. 1.28, *b* este reprezentată schema cu emitorul comun sau cu emitorul la masă. Aici tensiunea de intrare este aplicată între bază și emitor, sarcina este conectată între colector și emitor, iar potențialul de referință (din punct de vedere al curentului alternativ) este potențialul emitorului.

Coeficientul de amplificare în curent al schemei, la scurtcircuitarea ieșirii, este

$$\alpha_E = \frac{i_C}{i_B} = \frac{\alpha i_E}{i_E - \alpha i_E} = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \beta, \qquad (1.16)$$

unde α este coeficientul de amplificare al schemei cu baza comună.

Această schemă dă coeficienți mari de amplificare în curent (10—200), în putere (pînă la 10 000) și în tensiune (de ordinul a 500). Rezistența de intrare este cuprinsă între limitele 500 și 1 000 Ω, iar rezistența de ieșire, de la cîteva zeci pînă la sute de mii de ohmi.

Schema cu emitorul comun este cel mai des utilizată în practică, deoarece oferă o amplificare maximă. Aceasta prezintă însă dezavantajul unei proaste caracteristici de frecvență.

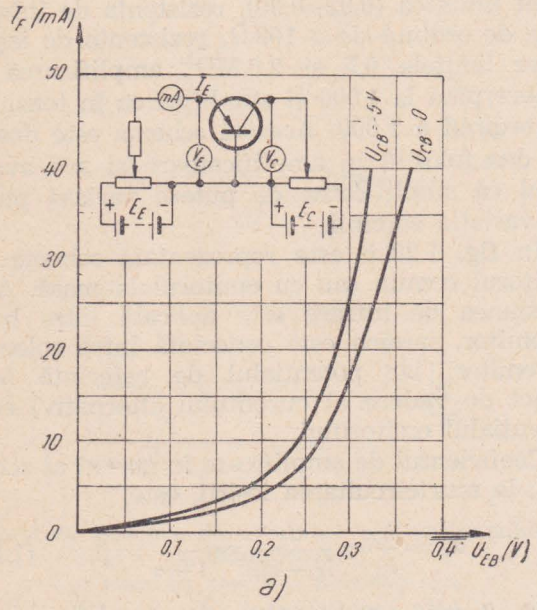
În fig. 1.28, *c* se prezintă schema cu colectorul comun sau cu colectorul la masă. Aici tensiunea de intrare este aplicată între bază și colector, rezistența de sarcină este conectată între emitor și colector, iar potențialul de colector constituie potențialul de referință din punct de vedere alternativ.

Arhiva digitala SaDAng

Coeficientul de amplificare în curent al schemei cu colectorul comun, de asemenea la scurtcircuitarea ieşirii, este

$$\alpha_C = \frac{i_E}{i_B} = \frac{i_E}{i_E - \alpha i_E} = \frac{1}{1-\alpha}. \qquad (1.17)$$

Această schemă are rezistenţă de intrare mare (0,5—2,0 MΩ), rezistenţă de ieşire foarte mică (de ordinul sutelor de ohmi), amplificare mare în curent (10—200), amplificare în tensiune ceva mai mică decît unitatea şi amplificare în putere de ordinul cîtorva unităţi. Schema cu colectorul comun se utilizează foarte rar din cauza amplificării mici în tensiune şi



De asemenea, între tensiunile dintre electrozii tranzistorului (tensiunea emitor-bază U_{EB} tensiunea bază-colector U_{BC} şi tensiunea colector-emitor U_{CE}) există relaţia

$$U_{EB} + U_{BC} + U_{CE} = 0.$$

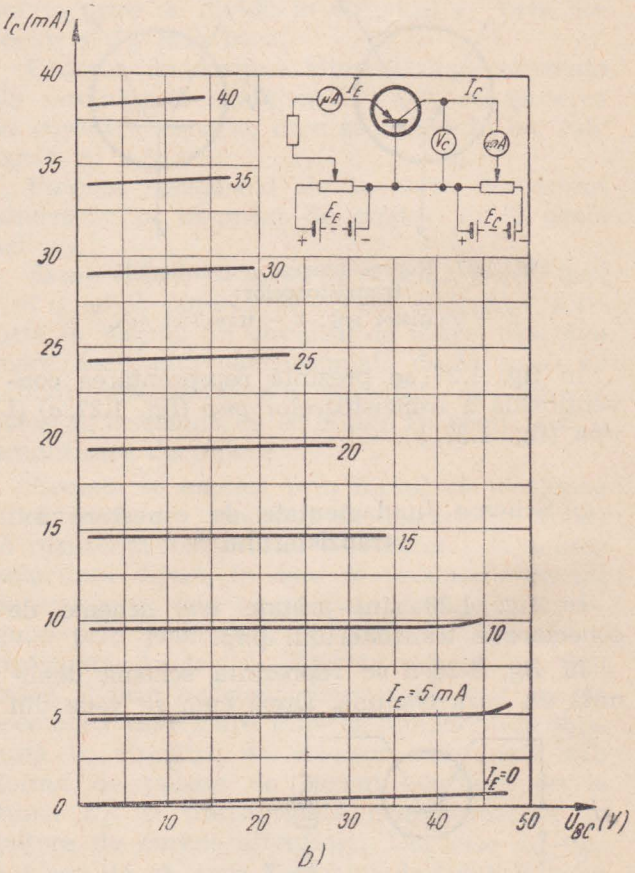


Fig. 1.29. Caracteristicile statice ale tranzistorului în schemă cu baza comună:
a — caracteristica de intrare; *b* — caracteristica de ieşire.

putere. Aceasta este utilizată cu succes ca element de adaptare între etajele de amplificare.

Se remarcă faptul că această schemă prezintă o bună caracteristică de frecvenţă.

d. Caracteristicile statice ale tranzistorului [4; 13; 14]

Între cei trei curenţi care străbat electrozii tranzistorului, curentul de emitor I_E, curentul de colector I_C şi curentul de bază I_B, există relaţia

$$I_E + I_C + I_B = 0.$$

Deoarece între cele şase mărimi electrice există două relaţii cunoscute, rezultă că pentru determinarea parametrilor tranzistorului este suficientă cunoaşterea caracterului variaţiei valorilor numai pentru doi curenţi şi două tensiuni.

Pentru schema cu baza la masă cu tranzistor *pnp* sînt suficiente următoarele două caracteristici statice:

$I_E = f(U_{EB})$ pentru diferite valori ale tensiunii U_{BC}, numită şi caracteristica de intrare (fig. 1.29, *a*);

$I_C = f(U_{BC})$ pentru diferite valori ale curentului I_E, numită şi caracteristica de ieşire (fig. 1.29, *b*).

Din fig. 1.29, *a* rezultă că la creşterea tensiunii negative a colectorului faţă de bază, la aceeaşi valoare a tensiunii emitor-bază, se obţin curenţi mai mari de emitor, ceea ce constituie reacţia dintre circuitul de ieşire şi de intrare (asupra acestui fenomen se va reveni în § 1.4.f). Caracteristica pentru $U_{CB}=0$ reprezintă caracteristica joncţiunii de emitor polarizată direct.

Caracteristica din fig. 1.29, *b*, pentru $I_E=0$, reprezintă caracteristica joncţiunii de colector polarizată în sens invers. Cînd $I_E>0$, curentul colectorului I_C creşte aproximativ cu valoarea lui I_E, deoarece aproape întregul curent de emitor trece în colector.

Pentru schema cu emitorul comun, cu tranzistor *pnp*, au o folosire largă următoarele caracteristici statice:

$I_C=f(U_{CE})$ pentru diferite valori ale curentului I_B, denumită caracteristica circuitului de ieşire (fig. 1.30, *a*);

$I_B=f(U_{EB})$ pentru diferite valori ale tensiunii U_{CE} denumită caracteristica circuitului de intrare (fig. 1.30, *b*).

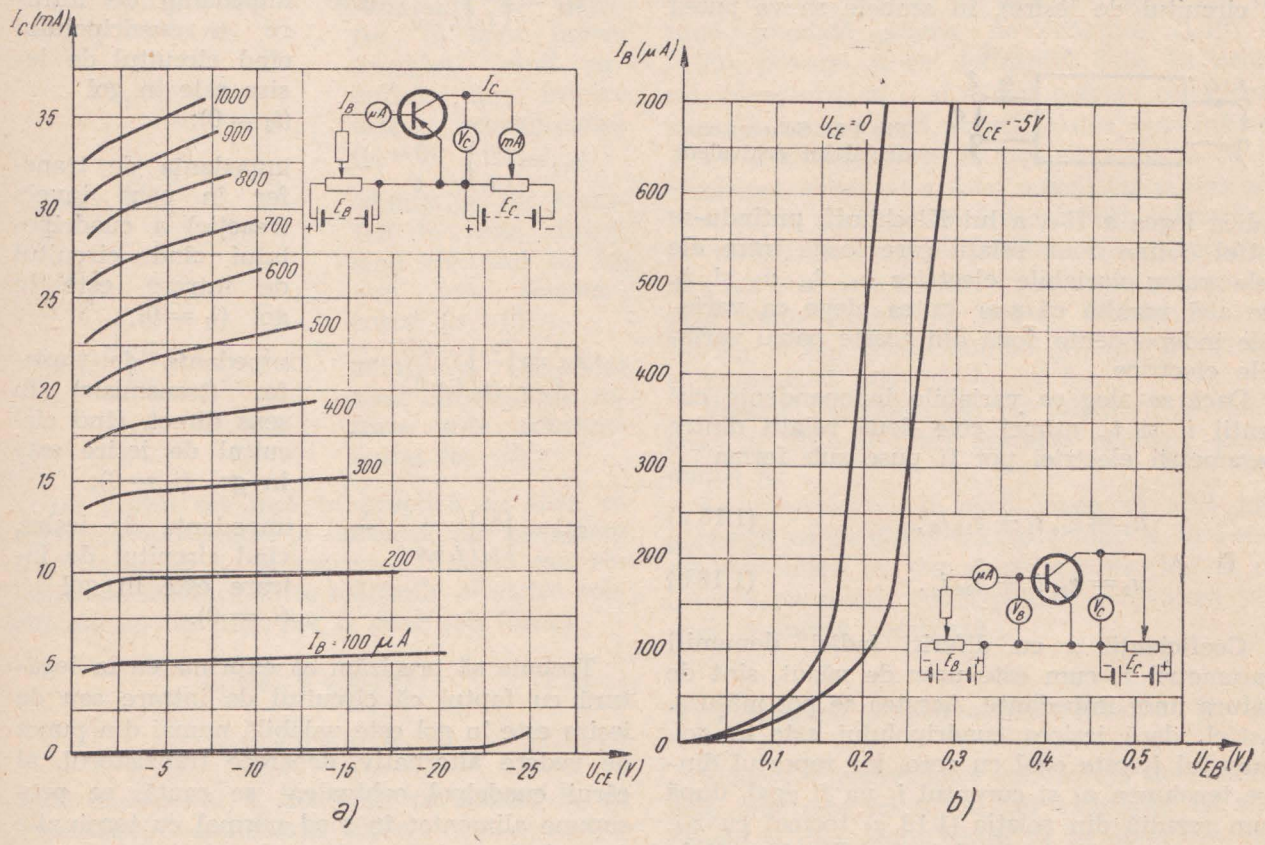


Fig. 1.30. Caracteristicile statice ale tranzistorului în schema cu emitorul comun:
a — caracteristica circuitului de ieşire; *b* — caracteristica circuitului de intrare.

e. Cuadripolii echivalenţi ai tranzistorului şi parametrii acestora [4]

Se obişnuieşte ca tranzistorul, ca orice reţea electrică, să fie reprezentat printr-un cuadripol activ (fig. 1.31), la a cărui intrare acţionează tensiunea alternativă u_1 şi curentul alternativ i_1, iar la ieşire rezultă tensiunea alternativă u_2 şi curentul alternativ i_2.

După cum se vede, într-o astfel de reprezentare nu apar tensiunile continue de polarizare. Pentru anumite valori date ale tensiu-

Arhiva digitala SaDAng

nilor de polarizare va corespunde o anumită schemă echivalentă, deoarece tensiunile de polarizare determină punctul mediu de funcționare al tranzistorului și parametrii tranzistorului în punctul dat.

Deoarece schema din fig. 1.31 pune în evidență două bucle distincte (circuitul de intrare și circuitul de ieșire), în ambele se va putea

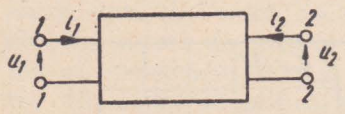


Fig. 1.31. Schema cuadripolului echivalent.

aplica legea a II-a a lui Kirchhoff, putîndu-se astfel obține două relații care leagă între ele cele patru variabile electrice u_1, i_1, u_2 și i_2. De aici rezultă că s-ar putea alege ca variabile independente două din aceste patru variabile electrice.

Dacă se aleg ca variabile independente curenții i_1 și i_2, atunci cele două relații dintre parametrii electrici pot fi puse sub forma

$$u_1 = z_{11}\, i_1 + z_{12}\, i_2\,; \qquad (1.18\ a)$$

$$u_2 = z_{21}\, i_1 + z_{22}\, i_2\,. \qquad (1.18\ b)$$

Coeficienții z cu diferiți indici, denumiți parametrii z, cum este ușor de văzut, sînt de natura unor impedanțe. Acestea se pot măsura. Astfel, dacă ieșirea cuadripolului este în gol, curentul i_2 este egal cu zero, iar raportul dintre tensiunea u_1 și curentul i_1 va fi egal, după cum rezultă din relația (1.18, *a*) tocmai cu z_{11}. Tensiunea u_1 și curentul i_1 pot fi măsurați în acest caz ca în fig. 1.32, *a*. Dacă se lasă intrarea în gol și se măsoară i_2 și u_1 ca în fig. 1.32, *b* se poate determina, după cum se vede tot din relația (1.18, *a*), impedanța z_{12}.

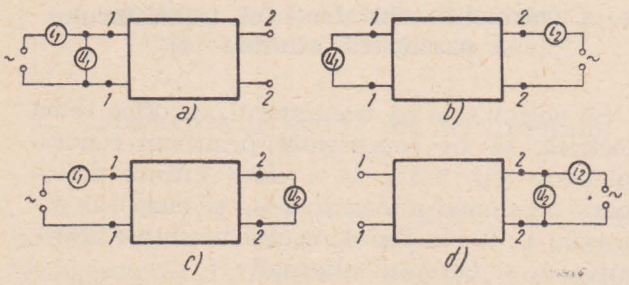


Fig. 1.32. Măsurarea parametrilor Z ai cuadripolului echivalent:
a — Z_{11}; *b* — Z_{12}; *c* — Z_{21}; *d* — Z_{22}.

În mod analog se pot determina impedanțele z_{21} și z_{22}, utilizîndu-se măsurătorile indicate în fig. 1.32, *c* și 1.32, *d*, precum și ecuația (1.18, *b*).

Rezultă următoarea semnificație fizică a coeficienților z:

$z_{11} = \left(\frac{u_1}{i_1}\right)_{i_2 = 0}$ este impedanța de intrare a cuadripolului cînd circuitul de ieșire este în gol ($i_2 = 0$);

$z_{12} = \left(\frac{u_1}{i_2}\right)_{i_1 = 0}$ — impedanța de transfer în sens invers (reacție) a cuadripolului cînd circuitul de intrare este în gol ($i_1 = 0$);

$z_{21} = \left(\frac{u_2}{i_1}\right)_{i_2 = 0}$ — impedanța de transfer (transmisie) în sens direct, cînd circuitul de ieșire este în gol ($i_2 = 0$);

$z_{22} = \left(\frac{u_2}{i_2}\right)_{i_1 = 0}$ — impedanța de ieșire, cînd circuitul de intrare este în gol ($i_1 = 0$).

Trebuie să precizăm că exprimarea în legătură cu faptul că circuitul de intrare sau de ieșire este în gol este valabilă numai din punct de vedere alternativ, deoarece tranzistorul, al cărui cuadripol echivalent se caută, se presupune alimentat în mod normal cu tensiunile de polarizare.

În măsurătorile indicate în fig. 1.32 se presupune că impedanța internă a ampermetrelor este foarte mică, iar a voltmetrelor foarte mare.

Dacă se vor considera ca variabile independente mărimile u_1 și u_2 (fig. 1.31), atunci cele două relații de legătură între mărimile electrice ale cuadripolului vor putea fi puse sub forma

$$i_1 = y_{11}\, u_1 + y_{12}\, u_2; \qquad (1.19\ a)$$

$$i_2 = y_{21}\, u_1 + y_{22}\, u_2, \qquad (1.19\ b)$$

unde coeficienții y, denumiți parametrii y, sînt de natura unor admitanțe și în mod ana-

log se vor putea stabili pentru ei următoarele semnificații fizice:

$y_{11} = \left(\frac{i_1}{u_1}\right)_{u_2=0}$ este admitanța de intrare cînd circuitul de ieșire este scurtcircuitat ($u_2 = 0$);

$y_{12} = \left(\frac{i_1}{u_2}\right)_{u_1=0}$ — admitanța de transfer în sens invers (reacție), cînd circuitul de intrare este scurtcircuitat ($u_1 = 0$);

$y_{21} = \left(\frac{i_2}{u_1}\right)_{u_2=0}$ — admitanța de transfer în sens direct, cînd circuitul de ieșire este scurtcircuitat ($u_2 = 0$);

$y_{22} = \left(\frac{i_2}{u_2}\right)_{u_1=0}$ — admitanța de ieșire cînd circuitul de intrare este scurtcircuitat ($u_1 = 0$).

De multe ori însă în practică se aleg ca variabile independente curentul de la intrare i_1 și tensiunea de la ieșire u_2. În acest caz, relațiile de legătură între mărimile electrice specificate pe fig. 1.31 pot fi puse sub forma

$$u_1 = h_{11}\, i_1 + h_{12}\, u_2 ; \qquad (1.20\ a)$$

$$i_2 = h_{21}\, i_1 + h_{22}\, u_2, \qquad (1.20\ b)$$

unde coeficienții h, denumiți parametrii h, au următoarele semnificații fizice:

$h_{11} = \left(\frac{u_1}{i_1}\right)_{u_2=0}$ este impedanța de intrare cînd circuitul de ieșire este scurtcircuitat ($u_2 = 0$);

$h_{12} = \left(\frac{u_1}{u_2}\right)_{i_1=0}$ — coeficientul de transfer al tensiunii în sens invers (reacție) cînd circuitul de intrare este în gol ($i_1 = 0$);

$h_{21} = \left(\frac{i_2}{i_1}\right)_{u_2=0}$ — coeficientul de transfer al curentului în sens direct (amplificare de curent) cînd circuitul de ieșire este scurtcircuitat ($u_2 = 0$);

$h_{22} = \left(\frac{i_2}{u_2}\right)_{i_1=0}$ — admitanța de ieșire cînd circuitul de intrare este în gol ($i_1 = 0$).

Schemele de măsură pentru determinarea parametrilor y și h pot fi întocmite cu ușurință în mod analog cu cele din fig. 1.32, ținînd totodată seama de ecuațiile (1.19) și (1.20), precum și de definițiile date. În general, parametrii z, y și h sînt mărimi complexe, avînd o componentă activă și una reactivă.

La frecvențe joase se poate considera că în cuadripol avem de-a face numai cu puteri active și că deci parametrii nu sînt influențați de variația frecvenței. În acest caz, parametrii z, y și h se vor înlocui în relațiile prezentate prin componentele lor active: rezistențele r_{11}, r_{12}, r_{21} și r_{22}, conductanțele g_{11}, g_{12}, g_{21} și g_{22} și parametrii h_{11}, h_{12}, h_{21} și h_{22}.

Pentru tranzistoarele cu joncțiuni se folosesc în ultimul timp aproape exclusiv parametrii h.

La frecvențe mai mari încep să aibă importanță capacitățile tranzistorului și în acest caz vor intra în joc și puteri reactive și ca urmare paramerii cuadripolului echivalent vor avea o formă complexă.

f. **Parametrii proprii ai tranzistorului** [1; 4]

Schemele echivalente sub formă de cuadripoli, analizate în § 1.e, au avantajul că sînt simple și dau posibilitatea să se aprecieze atît calitativ, cît mai ales cantitativ funcționarea tranzistoarelor în diferite scheme. Ele au însă dezavantajul că parametrii lor depind de schema de conectare a tranzistorului. De aceea, uneori, se preferă alegerea unei scheme echivalente ai cărei parametri să nu depindă de modul de conectare al tranzistorului.

Parametrii unei astfel de scheme se numesc parametrii proprii ai tranzistorului. Aceste scheme au totodată avantajul că mărimile parametrilor proprii ai tranzistoarelor pot fi legate de dimensiunile fizice ale tranzistorului și de procesele fizice care au loc în tranzistor.

În fig. 1.33 este reprezentată schema echivalentă simplificată a tranzistorului. Generatorul de curent αi_E reprezintă în mod convențional proprietatea tranzistorului de a am-

Arhiva digitala SaDAng

plifica puterea în curent alternativ aplicată la bornele sale de intrare. De aceea, rezistența internă a generatorului αi_E trebuie considerată egală cu infinit. Celelalte elemente din schema echivalentă au următoarele semnificații fizice:

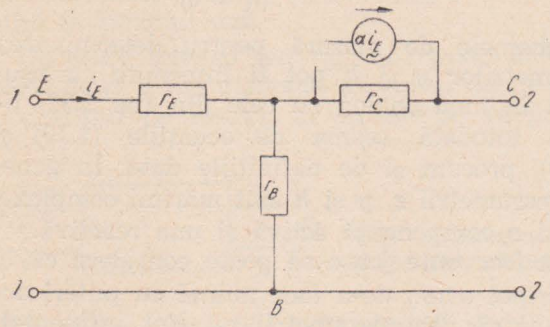


Fig. 1.33. Schema echivalentă simplificată a tranzistorului.

r_e este rezistența emitorului (sau a joncțiunii de emitor) în curent alternativ;

r_c — rezistența colectorului (sau a joncțiunii de colector) în curent alternativ;

r_b — rezistența bazei (a stratului care formează regiunea bazei și a contactului de bază) în curent alternativ;

α — coeficientul de amplificare în curent, în schema cu baza comună.

Coeficientul de amplificare α este întotdeauna mai mic decît unitatea.

Comparînd schema echivalentă din fig. 1.33 cu schemele echivalente sub formă de cuadripoli, despre care s-a vorbit în § 1.4. e, se poate găsi legătura dintre parametrii r, g și h, pe de o parte, și parametrii proprii ai tranzistorului, pe de altă parte. Corelațiile dintre acești parametri, pentru cele trei scheme fundamentale de conectare a tranzistorului, sînt arătate în tabela 1.2.

Tabela 1.2

Relațiile dintre parametrii de cuadripol r, g și h și parametrii proprii ai tranzistoarelor (r_e, r_c, r_b și α)

Parametrul de cuadripol	Schema		
	baza comună *BC*	emitorul comun *EC*	colectorul comun *CC*
(1)	(2)	(3)	(4)
r_{11}	$r_e + r_b$	$r_e + r_b$	$r_c + r_b$
r_{12}	r_b	r_e	$r_c(1-\alpha)$
r_{21}	r_c	$-\alpha r_c$	r_c
r_{22}	r_c	$r_c(1-\alpha)$	$r_c(1-\alpha)$
h_{11}	$r_e + r_b(1-\alpha)$	$r_b + \frac{r_e}{1-\alpha}$	$r_b + \frac{r_e}{1-\alpha}$
h_{12}	$\frac{r_b}{r_c}$	$\frac{r_e}{r_c(1-\alpha)}$	≈ 1
h_{21}	$-\alpha$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$-\frac{1}{1-\alpha}$
h_{22}	$\frac{1}{r_c}$	$\frac{1}{r_c(1-\alpha)}$	$\frac{1}{r_c(1-\alpha)}$
g_{11}	$\frac{1}{r_e + r_b(1-\alpha)}$	$\frac{1-\alpha}{r_e + r_b(1-\alpha)}$	$\frac{1-\alpha}{r_e + r_b(1-\alpha)}$
g_{12}	$-\frac{r_b}{[r_e + r_b(1-\alpha)]r_c}$	$-\frac{r_e}{[r_e + r_b(1-\alpha)]r_c}$	$-\frac{1-\alpha}{r_e + r_b(1-\alpha)}$
g_{21}	$-\frac{\alpha}{r_e + r_b(1-\alpha)}$	$\frac{\alpha}{r_e + r_b(1-\alpha)}$	$-\frac{1}{r_e + r_b(1-\alpha)}$
g_{22}	$\frac{r_e + r_b}{[r_e + r_b(1-\alpha)]r_c}$	$\frac{r_e + r_b}{[r_e + r_b(1-\alpha)]r_c}$	$\frac{1}{r_e + r_b(1-\alpha)}$

Trebuie să subliniem aici că schema simplificată din fig. 1.33 nu ține seama de fenomenele legate de viteza finită de mișcare a purtătorilor de sarcină, de capacitățile joncțiunilor *pn* și de variațiile lățimii stratului de blocare al joncțiunii de colector la aplicarea tensiunii variabile la colector. Astfel, joncțiunea de emitor este reprezentată în această schemă prin rezistența de emitor r_e, ceea ce diferă cu atît mai mult de situația reală cu cît se lucrează la frecvențe mai înalte. În fig. 1.34 se arată schema echivalentă completă a joncțiunii de emitor, formată din rezistența r_e și condensatoarele cu capacitatea C_E și C_{DE}.

Rezistența r_e este rezistența în curent alternativ a joncțiunii de emitor, polarizată în sensul direct în punctul de funcționare.

Capacitatea C_E este capacitatea de sarcină a stratului de blocare al emitorului, polarizat în sens direct, și are o valoare de ordinul a 10 000 pF/cm².

Capacitatea C_{DE} este capacitatea de difuzie, al cărei sens fizic a fost discutat în § 1.3 d.

Capacitatea de difuzie a emitorului (C_{DE}) este mult mai mare decît capacitatea de sarcină (C_E) a stratului de blocare şi creşte liniar

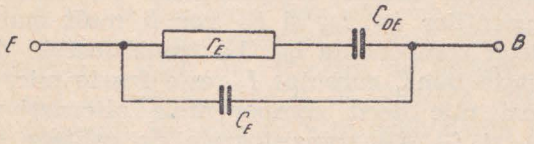


Fig. 1.34. Schema echivalentă completă a joncţiunii de emitor.

cu creşterea componentei continue a curentului de emitor I_{0E}. De aceea, capacitatea C_E se neglijează de cele mai multe ori.

Bornele E şi B din fig. 1.34 marchează convenţional locul unde trebuie conectată schema joncţiunii de emitor faţă de electrozii emitor şi respectiv bază ai tranzistorului.

În fig. 1.35 se arată schema echivalentă completă a joncţiunii de colector.

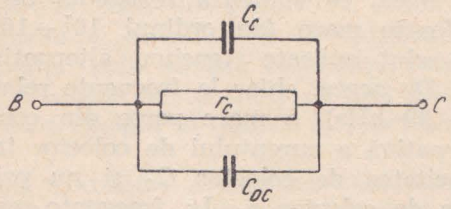


Fig. 1.35. Schema echivalentă completă a joncţiunii de colector.

Joncţiunea de colector este polarizată în sens invers şi s-ar părea că variaţia tensiunii de polarizare inversă a colectorului n-ar trebui să aibă nici o influenţă asupra mărimii curentului de colector şi ca urmare caracteristica de variaţie a curentului de colector în funcţie de tensiunea de colector ar trebui să

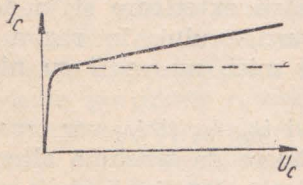


Fig. 1.36. Caracteristica de colector a tranzistorului.

fie aşa cum se arată punctat în fig. 1.36. Dar, în realitate, această caracteristică este, aşa cum se arată în aceeaşi figură, cu linie plină.

Aceasta se datoreşte faptului că la creşterea tensiunii de polarizare inversă a colectorului, stratul de blocare al joncţiunii de colector se lăţeşte înaintînd în regiunea bazei, baza se îngustează, variaţia concentraţiei de goluri în bază devine mai accentuată (deşi numărul de goluri injectate din emitor în bază rămîne constant) şi curentul de goluri (proporţional cu variaţia concentraţiei de goluri) din bază creşte. Aceasta înseamnă că de fapt are loc micşorarea rezistenţei bazei şi creşterea amplificării tranzistorului. Ca urmare, va creşte şi curentul de colector. De aceea, rezistenţa de colector r_c nu are o valoare infinită, cum s-ar fi întîmplat dacă variaţia lui I_c ar fi coincis cu linia punctată (fig. 1.36), ci o valoare finită determinată de înclinarea caracteristicii curentului de colector (curba continuă din fig. 1.36).

Capacitatea C_C este capacitatea de sarcină a stratului de blocare al joncţiunii de colector. Capacitatea C_{DC} este capacitatea de difuzie a joncţiunii de colector, care este definită ca raportul dintre variaţia sarcinii purtătorilor neechilibraţi în bază şi variaţia tensiunii pe colector care a provocat această variaţie. Acest proces are loc ca urmare a lăţirii stratului de blocare şi îngustării bazei o dată cu creşterea tensiunii de polarizare inversă a colectorului. Capacitatea C_{DC} este practic mult mai mică decît C_C (de 10 pînă la 100 ori) şi de aceea capacitatea de difuzie a colectorului se neglijează de cele mai multe ori.

Reprezentarea completă a funcţiei bazei unui tranzistor real în schema echivalentă este desigur un lucru mult mai complicat, deoarece fenomenele din bază sînt mult mai complexe, ca urmare a faptului că aceasta face parte simultan din ambele joncţiuni ale tranzistorului. În cele ce urmează se va căuta să se lămurească, în mod cu totul calitativ, fenomenele care au loc în bază şi posibilităţile de reprezentare a acestora într-o schemă echivalentă completă.

În primul rînd trebuie să remarcăm că existenţa rezistenţei de bază influenţează funcţionarea tranzistorului, deoarece curentul care trece prin această rezistenţă spre borna bazei creează o cădere de tensiune care se aplică în întregime la joncţiunea de emitor. Dacă acest curent este un curent continuu, atunci căderea de tensiune continuă pe rezistenţa bazei va deplasa punctul de funcţionare, modificînd tensiunea de polarizare continuă pe emitor. Dacă acest curent este alternativ, atunci căderea de tensiune, pe care o creează

Arhiva digitala SaDAng

pe rezistența bazei, modulează tensiunea aplicată la emitor și prin aceasta face să varieze amplificarea tranzistorului. Astfel, rezistența bazei creează o reacție între circuitul de colector și cel de emitor.

În fig. 1.37 se arată schematic modul de așezare și oarecum mărimile relative ale celor trei regiuni ale tranzistorului: emitorul, baza și colectorul.

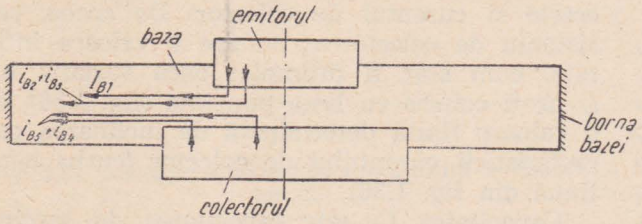


Fig. 1.37. Căile de trecere a componentelor curentului de bază.

Analizînd mai în amănunt funcționarea tranzistorului se poate constata că prin bază circulă următorii curenți (fig. 1.37):

— componenta continuă a curentului de bază $I_{B1} = I_{\cdot}(1-\alpha)$ determinată de recombinarea golurilor, care participă la crearea componentei continue a curentului prin tranzistor, cu purtătorii de sarcină majoritari din bază; această componentă a curentului iese din suprafața de separație dintre emitor și bază, circulă prin bază și se scurge la borna bazei:

— componenta alternativă a curentului de bază $i_{B2} = i_E(1-\alpha)$, care apare și circulă pe aceeași cale ca și componenta continuă I_{B1};

— curentul $i_{B3} = u_E \omega (C_E + C_{DE})$, care reprezintă curentul alternativ prin capacitățile joncțiunii de emitor; acest curent intră în bază prin suprafața circulară ce separă regiunea bazei de cea a emitorului și circulă în bază pe aceeași cale ca și curenții I_{B1} și i_{B2};

— componenta continuă a curentului invers de colector $I_{B4} = I_{C0}$ (v. § 1.3 b), egală cu curentul care trece prin joncțiunea de colector polarizată în sens invers, pentru $I_{OE} = 0$; curentul I_{B4} intră în bază prin suprafața circulară de contact dintre colector și bază (această suprafață practic este mai mare decît suprafața de contact între emitor și bază), apoi circulă prin bază spre borna bazei. De aici rezultă că acest curent va întîlni în cale o rezistență echivalentă diferită și mai mică decît curentii I_{B1}, i_{B2} și i_{B3};

— în sfîrșit, curentul prin capacitatea de sarcină a colectorului $i_{B5} = u_C \omega C_C$, care intră în bază pe aceeași cale ca și curentul I_{B4}.

Dacă ne referim numai la lucrul cu semnale mici față de tensiunile continue de polarizare, atunci componentele alternative ale curenților i_{B2}, i_{B3} și i_{B5} vor fi mult mai mici decît componenta i_{B1}. La tranzistoarele de calitate bună, curentul I_{B4} este foarte mic, chiar mai mic decît componentele alternative i_B, i_{B3} și i_{B5}. La tranzistoarele de calitate slabă, I_{B4} este însă de același ordin cu I_{B1}.

Curentul i_{B3} va fi mult mai mic decît curentul i_{B2}, pînă la frecvențele cele mai înalte, deși capacitățile C_E și C_{DE} sînt mari. Aceasta se explică prin faptul că aceste capacități sînt șuntate de rezistența mică (de ordinul ohmilor sau zecilor de ohmi) a joncțiunii de emitor polarizată în sens direct, iar la joncțiune se aplică tensiuni alternative u_E mici (de ordinul zecilor de milivolți).

Lucrurile nu se petrec însă la fel cu curentul i_{B5}. Deși capacitatea colectorului C_C este mică, ea șuntează rezistența de colector r_C foarte mare (de ordinul $10^5 - 10^6\ \Omega$), la care sînt aplicate tensiuni alternative mari (u_c). De aceea, chiar la frecvențe relativ joase (10 — 20 kHz), o mare parte din componenta alternativă a curentului de colector trece prin capacitatea de colector C_C și nu prin rezistența de colector r_C. La frecvențe mai înalte, componenta alternativă a curentului de colector trece practic exclusiv prin capacitatea de colector C_C.

Căderea de tensiune determinată pe rezistența bazei de către componentele de curent continuu I_{B1} și I_{B4} va modifica polarizarea continuă a emitorului și ca urmare va modifica în mod constant punctul mediu de funcționare al tranzistorului. Această polarizare suplimentară a emitorului poate fi ușor compensată prin reglarea polarizării exterioare și în acest caz funcționarea tranzistorului, în regim alternativ, cu semnale mici, nu va fi cu nimic schimbată.

Curenții alternativi i_{B2}, i_{B3} și i_{B5} vor crea pe rezistența bazei o cădere de tensiune alternativă care va fi aplicată joncțiunii de emitor și se va manifesta sub formă de reacție între ieșirea și intrarea tranzistorului.

Așa cum s-a arătat, curenții i_{B2} și i_{B3} întîmpină în bază o rezistență mai mare decît curentul i_{B5}.

Reacția cea mai mare este creată de curentul i_{B5} și apoi, în ordine, de curenții i_{B2} și i_{B3}, care urmează ca mărime.

Cînd s-a analizat joncțiunea de colector, s-a arătat că lățimea bazei variază sub influența tensiunii alternative u_c aplicată la colector și că, la creșterea tensiunii de colector, crește curentul de colector datorită creșterii amplificării. Astfel, din punctul de vedere al influenței asupra curentului de colector, creșterea tensiunii pe colector este echivalentă cu o creștere a tensiunii pe emitor. Acest fenomen poate fi socotit ca o reacție pozitivă oarecare de la ieșire la intrare. Această reacție pozitivă poate fi caracterizată printr-o rezistență echivalentă r_{DB}, denumită rezistență de difuzie a bazei.

Variația periodică a lățimii w_1 a bazei, sub influența tensiunii alternative de colector, provoacă totodată variația periodică a rezistenței acelei părți din bază care se găsește între emitor și colector (nu și a restului bazei care se extinde lateral pînă la borna bazei).

Acest efect apare ca o modulație a rezistenței acestei părți din bază.

Componenta continuă I_{B1} a curentului de bază, trecînd prin această rezistență variabilă, creează o cădere de tensiune de asemenea variabilă care desigur se aplică la joncțiunea de emitor.

Astfel, modulația rezistenței unei părți din bază, sub influența tensiunii alternative de colector, poate fi considerată ca o sursă de tensiune de reacție și poate fi reprezentată sub forma unui generator echivalent conectat în circuitul bazei și care are forța electromotoare egală cu $\mu_{BC} u_C$, unde μ_{BC} este un coeficient de proporționalitate, care caracterizează mărimea modulației rezistenței de bază.

Desigur că și ceilalți curenți dau o anumită cădere de tensiune pe rezistența modulată, dar aceasta este mult mai mică, atît datorită faptului că ceilalți curenți sînt mult mai mici, cît și din cauza că, în cea mai mare parte, curenții dintre colector și bază nici nu străbat practic porțiunea respectivă a bazei.

Forța electromotoare $\mu_{BC} u_C$ este în general mică în comparație cu celelalte tensiuni de reacție și de aceea de multe ori nu se ia în considerație.

Din cele arătate rezultă că circuitul de bază ar trebui să fie reprezentat prin trei rezistențe diferite (r'_B, r''_B și r_{DB}) și un generator cu rezistență internă nulă și cu f.e.m. $\mu_{BC} u_C$.

În fig. 1.38 este prezentată schema echivalentă completă a tranzistorului, în care s-au îmbinat schemele echivalente ale joncțiunilor de emitor și de colector, precum și a circuitului bazei, ținînd seama de procesele de reacție.

Rezistența r'_B este rezistența de înaltă frecvență a bazei prin care trece curentul alternativ i_{B5}, care circulă pe calea capacității de colector C_C.

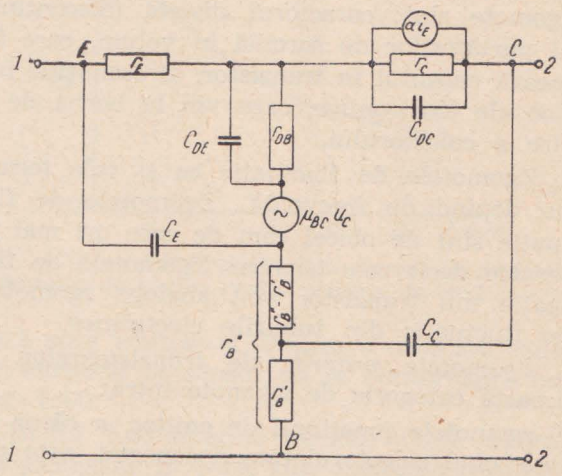


Fig. 1.38. Schema echivalentă completă a tranzistorului.

Rezistența r''_B este mai mare decît r'_B și prin ea trece curentul i_{B3}, care circulă pe calea capacităților de emitor, curentul i_{B2} și componentele continue ale curentului de bază.

Rezistența de difuzie r_{DB} este scoasă în afara capacităților și influența ei se manifestă ca o reacție pozitivă.

După cum se vede, în circuitul bazei a mai fost plasat și generatorul echivalent reacției care se produce datorită modulației rezistenței echivalente a unei părți din bază, sub influența tensiunii alternative aplicată la colector.

În cazul diferitelor utilizări ale tranzistoarelor, unele din elementele schemei echivalente complete vor putea fi eliminate. Astfel, de exemplu, în cazul lucrului la frecvențe înalte, se va putea neglija rezistența de difuzie a bazei r_{DB} și tensiunea $\mu_{BC} u_C$; în multe cazuri se poate considera $r''_B = r'_B$; etc.

g. **Zgomotele tranzistoarelor** [13]

În tranzistoare se poate constata existența a trei feluri de zgomote: termice, de fluctuație, proprii tranzistorului.

Arhiva digitala SaDAng

Zgomote termice. Sursele acestor zgomote sînt rezistențele tranzistorului. Aceste zgomote nu depind de frecvență și de tensiunea aplicată; ele sînt determinate numai de temperatură. Zgomotele termice din tranzistoare sînt analoge cu zgomotele termice din rezistențele altor dispozitive și aparate.

Zgomotele de fluctuație. Sursele acestor zgomote sînt: caracterul discret (discontinuu) al purtătorilor de sarcină în volum, care formează curentul în tranzistor, și oscilațiile haotice ale electronilor, care vin la borna de ieșire a colectorului.

Zgomotele de fluctuație ca și cele termice nu depind de frecvență. Zgomotele de fluctuație sînt de obicei cam de zece ori mai puternice decît cele termice. Zgomotele de fluctuație din tranzistor sînt analoge zgomotelor de fluctuație din tuburile electronice.

Zgomotele proprii ale tranzistoarelor. În această categorie de zgomote intră:

zgomotele joncțiunii de emitor, a căror putere, cînd colectorul este deconectat, este proporțională cu curentul total de emitor I_E;

zgomotele joncțiunii de colector, a căror putere este proporțională cu puterea a doua a curentului de colector $\left(I_c^2\right)$;

zgomotele condiționate de reacția pozitivă prin rezistența de bază a tranzistorului, a căror putere crește o dată cu creșterea rezistenței de bază.

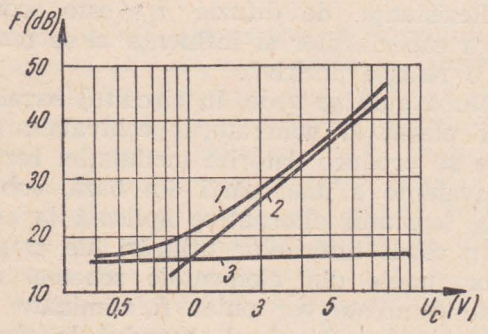


Fig. 1.39. Variația coeficientului de zgomot și a componentelor sale cu tensiunea de colector.

În fig. 1.39 este reprezentată variația coeficientului de zgomot F și a componentelor acestuia în funcție de tensiunea aplicată la colector. Prin coeficient de zgomot se înțelege raportul dintre puterea totală P_{zg} a zgomotelor la ieșirea tranzistorului și acea parte P_{zgs} a acestei puteri, care este provocată de zgomotele rezistenței sursei de semnal. Coeficientul de zgomot se exprimă de obicei în decibeli $\left(10 \lg \frac{P_{zg}}{P_{zgs}}\right)$.

Curba *1* din fig. 1.39 reprezintă coeficientul total de zgomot, curba *2*, componenta sa datorită zgomotelor de colector și curba *3*, pe cea datorată zgomotelor de emitor.

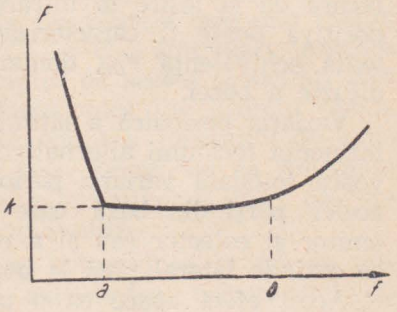


Fig. 1.40. Variația coeficientului de zgomot al tranzistorului cu frecvența semnalelor.

S-a constatat experimental că zgomotele scad o dată cu creșterea frecvenței. Natura acestor zgomote este legată de concentrația neuniformă a purtătorilor de curent în diferite puncte ale semiconductorului, ceea ce duce la fluctuații suplimentare ale curentului electric.

În fig. 1.40 se reprezintă caracterul variației coeficientului de zgomot cu frecvența semnalelor. Coeficientul de zgomot pentru punctul k corespunde aproximativ cu suma zgomotelor termice și de fluctuații, a cărei mărime nu depășește zgomotele tuburilor electronice cu vid. Creșterea zgomotelor la stînga punctului a este legată de fenomenele din semiconductor și de pe suprafețele acestuia. Punctul a se află în banda 300—1 000 kHz. Creșterea zgomotelor la frecvențele aflate în dreapta punctului b este legată de reducerea proprietăților de amplificare ale tranzistorului la aceste frecvențe și de aceea zgomotele termice și de fluctuație, care nu depind de frecvență, se manifestă mai puternic.

În fig. 1.41 este reprezentată variația coeficientului de zgomot al tranzistorului cu joncțiuni în funcție de tensiunea de colector și de curentul de emitor, la frecvența de 1 MHz.

Din curbele reprezentate în fig. 1.41 se vede că mărimea zgomotelor depinde în mare măsură de alegerea regimului de lucru al amplificatorului.

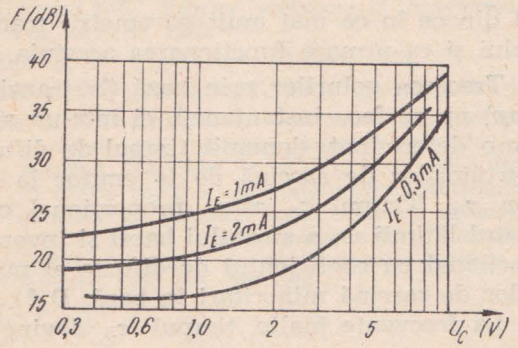


Fig. 1.41. Variația coeficientului de zgomot cu tensiunea de colector și curentul de emitor.

Trebuie să se menționeze faptul că regimul de lucru optim al tranzistorului nu corespunde cu regimul de lucru pentru coeficientul de zgomot minim.

h. Particularitățile de funcționare a tranzistoarelor de putere

Pînă nu de mult s-a presupus că utilizarea tranzistoarelor este limitată la semnale mici. Pentru tranzistoarele *pnp*, aceasta avea ca urmare o densitate mică a golurilor injectate de emitor în bază, în comparație cu concentrația de echilibru p_0 a golurilor în bază.

Dacă densitatea purtătorilor de sarcină injectați de emitor în bază crește și este comparabilă cu densitatea purtătorilor de sarcină majoritari din bază, atunci apare un oarecare cîmp electric, ceea ce conduce, pe de o parte, la descreșterea rezistenței bazei și, pe de altă parte, la creșterea vitezei de deplasare a purtătorilor de sarcină spre colector. Ca urmare, coeficientul de amplificare α al tranzistorului va depinde de densitatea curentului de emitor (fig. 1.42).

A doua particularitate în funcționarea tranzistoarelor de putere constă în distribuția neuniformă a curentului în secțiunea emitorului și împingerea lui spre periferie. Într-adevăr, în baza tranzistorului de tip *pnp* există întotdeauna pe lîngă curentul de goluri și un curent electronic, provocat de existența componentei electronice a curentului de emitor (v. § 1.4, a) și de recombinarea golurilor în bază. Acest curent electronic are sensul de la emitor spre bază (electronii circulă de la

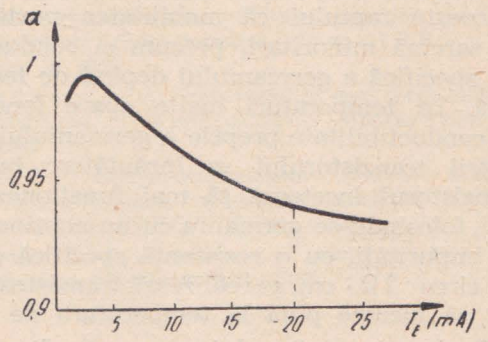


Fig. 1.42. Variația amplificării în curent cu densitatea curentului de emitor pentru schema de bază comună.

bază spre emitor) și creează o oarecare cădere de tensiune în sensul de la emitor spre bază (fig. 1.43).

În fig. 1.43 se arată punctat liniile curentului electronic în bază. Din diagramă rezultă că tensiunea în diferite sectoare dintre emitor și bază este diferită.

Densitatea de curent în semiconductor variază cu tensiunea după o lege exponențială. Aceasta face ca chiar la o mică creștere a ten-

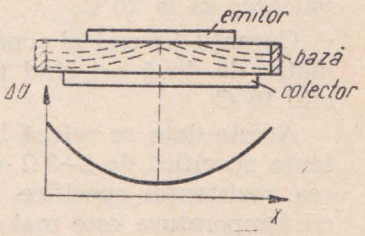


Fig. 1.43. Căderea de tensiune provocată de curentul electronic.

siunii (spre periferie) să apară o creștere foarte mare a densității curentului în spre periferie.

Distribuția neuniformă a curentului în emitor înrăutățește proprietățile de amplificare ale tranzistorului.

Constructorii de tranzistoare de putere au găsit metode de micșorarea influenței acestor factori, ca de exemplu: folosirea de materiale semiconductoare în bază cu lungimea medie de difuzie mare, micșorîndu-se astfel procesul de recombinare; micșorarea distanței dintre colector și emitor, ceea ce mărește rezistența bazei; mărirea coeficientului de injecție, ceea ce face să scadă curentul electronic prin bază.

Arhiva digitala SaDAng

i. Influența temperaturii asupra parametrilor tranzistorului [4]

Mărimile parametrilor tranzistoarelor depind în mare măsură de temperatură. Aceasta se datorește faptului că mobilitatea purtătorilor de sarcină minoritari, precum și conductivitatea specifică a germaniului depind de temperatură. La temperaturi înalte apare fenomenul de conductibilitate proprie a germaniului, parametrii tranzistorului se înrăutățesc brusc și tranzistorul încetează să mai funcționeze. Totuși, folosindu-se germaniu cu un conținut mare de impurități, cu o rezistență specifică scăzută de circa $2\,\Omega \cdot$ cm, se realizează tranzistoare care pot să lucreze pînă la temperatura de 100°C.

Rezistența emitorului r_E crește direct proporțional cu temperatura absolută. La variația temperaturii de la 20 pînă la 80°C, rezistența r_E crește cu aproximativ 20%.

Amplificarea în curent α aproape că nu depinde de temperatură. La creșterea temperaturii de la 20 la 80°, mărimea $(1-\alpha)$ crește cu 10–15%.

Rezistența de bază crește cu 5–10%, la creșterea temperaturii cu 10°C.

Rezistența de colector se micșorează aproximativ de două ori cînd temperatura variază de la 20 la 50°C; la creșterea temperaturii pînă la 80°C, ea descrește de 5 ori în comparație cu valoarea sa la 20°C.

Curenții inverși ai joncțiunilor cresc aproximativ de două ori cînd temperatura crește cu cîte 10°C.

Aceste date se referă la germaniul cu rezistența specifică de $2-3\,\Omega \cdot$cm. O dată cu creșterea rezistenței specifice, variația parametrilor cu temperatura este mai evidentă.

Nu s-a putut însă scădea prea mult rezistența specifică, deoarece în acest caz se micșorează în mod considerabil tensiunea admisibilă de lucru a tranzistorului și crește capacitatea joncțiunii de colector.

j. Comportarea tranzistorului la frecvențe înalte [4]

O dată cu creșterea frecvenței de lucru, capacitățile colectorului și emitorului influențează din ce în ce mai mult parametrii tranzistorului și ca urmare funcționarea acestuia.

Trecerea golurilor prin bază (la tranzistorul *pnp*) nu se face instantaneu, ci într-un anumit timp determinat, denumit timpul de difuzie al purtătorilor de sarcină de la emitor la colector, τ_D. Timpul τ_D este proporțional cu pătratul lățimii w_1 a stratului bazei și invers proporțional cu coeficientul de difuzie al purtătorilor de sarcină minoritari în bază, D_b*).

La frecvențe înalte, timpul τ_D devine comparabil cu perioada oscilațiilor ($T=\frac{1}{f}$, unde f este frecvența de lucru) și curentul de colector încetează de a mai urma valorile instantanee ale curentului de emitor. Ca urmare, se modifică amplificarea α, atît ca mărime cît și ca fază.

Se obișnuiește să se numească coeficient de amplificare al tranzistorului la frecvențe înalte mărimea

$$|\alpha| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2}}, \qquad (1.46)$$

unde α_0 este amplificarea în curent la frecvențe joase, f – frecvența de lucru și f_α – frecvența limită în amplificarea de curent, care este acea frecvență de lucru la care $|\alpha| = 0{,}707\,\alpha_0$, adică la care amplificarea $|\alpha|$ se micșorează cu 3 dB față de amplificarea la frecvențe joase.

Practic, s-au realizat tranzistoare cu f_α de ordinul 400–600 MHz.

*) Coeficientul de difuzie D_B este legat de lungimea medie de difuzie a golurilor în bază L_p și de timpul de viață al golurilor τ_p prin relația:

$$L_p = \sqrt{D_B\,\tau_p}.$$

Bibliografie

1. *Pulvers Manfred*, Transistortechnik, Radio und Fernsehen, 1959, nr. 22, 24, 1960; nr. 2–4; 8–16; 12; 14.
2. Вородин Б. А., Полупроводники, Учпедгиз, 1960.
3. *Amos S. W.*, Principles of Transistor Circuits, New York, John F. Rider Publisher, Inc., I, „Semiconductor and Junction Diodes", pp. 1–14, 1959.
4. Кацман И. А., Полупроводниковые плоскостные маломощные триоды, Госэнергоиздат, Москва, 1960.
5. Шалит С. С. Электропроводность полупроводников, Полупроводники в науке и технике, т. I,

Издательство Наук СССР, Москва-Ленинград, 1957, tradus în limba romînă: Conductibilitatea electronică a semiconductorilor. Fizica semiconductorilor, Academia R.P.R., Institutul de studii Romîno-Sovietic, București, 1960, pp. 157—264.

6. Шоклей В., Теория электронных полупроводников, И.И.Л., 1953.
7. *Hall R. N.*, Phys. Rev., 87, 387, 1952.
8. *Shockley W., Read W. T.*, Phys. Rev., 87, 835, 1952.
9. Калашников С. Г., Рекомбинация электронов и дырок при наличии ловушек разного типа, Журнал Тех. Физ., т. XXVI, № 2, 1956, tradus în limba romînă: „Recombinarea electronilor și găurilor în prezența capcanelor de diferite tipuri, Fizica Semiconductorilor, Academia R.P.R., Institutul de studii romîno-sovietic, București, 1960, pp. 265—278.
10. *Tamm I. E.*, Bazele teoriei electricității, București, Editura Tehnică, 1952, pp. 76—81.
11. *Mc Kelvey I., Longini R.*, Volume and surface recombination rates for injected carries în germanium, J. Appl. Phys., 1954, V. 25, nr. 5.
12. *Sah C., Noyce R., Shockley W.*, Carrier generation and recombination in *p-n* junction and *p-n* junction characteristics, Proc. I.R.E., v. 45, nr. 9, 1957.
13. Маслов А. А., Электронные полупроводниковые приборы, Госэнергоиздат, Москва-Генинград, 1960.
14. * * * Полупроводниковые триоды и диоды, Справочник под общей редакцией И. Ф. Николаевского, ГИЛСР, Москва, 1961.
15. *Hunter L. P.*, Handbook of semiconductor Electronics, Mc Graw-Hill, 1956.

Arhiva digitala SaDAng

II

Amplificatoare cu tranzistoare

1. Introducere

Amplificatoarele cu tranzistoare se clasifică după natura semnalelor în: amplificatoare de audiofrecvenţă, amplificatoare de înaltă frecvenţă, amplificatoare de curent continuu şi amplificatoare video.

În aceste montaje, semnalul de amplificat se aplică între doi electrozi care formează circuitul de intrare, iar semnalul amplificat se obţine între alţi doi electrozi care formează circuitul de ieşire. Deoarece tranzistorul are trei electrozi, unul din aceştia va fi totdeauna comun. Performanţele amplificatorului cu tranzistor depind în mare măsură de schemele de conectare, care se clasifică după electrodul comun. Din acest punct de vedere se deosebesc: schema cu baza comună *BC*, schema cu emitorul comun *EC* şi schema cu colectorul comun *CC*.

Cele trei scheme fundamentale sînt arătate în fig. 2.1 cu polarizările lor corespunzătoare tranzistoarelor *pnp*. La tranzistoarele *npn*, singura deosebire constă în inversarea polarităţii surselor de alimentare.

În mod obişnuit, din punct de vedere alternativ, electrodul comun se conectează la masă şi din această cauză schemele fundamentale se mai numesc: cu baza la masă *BM*, cu emitorul la masă *EM* şi cu colectorul la masă *CM*.

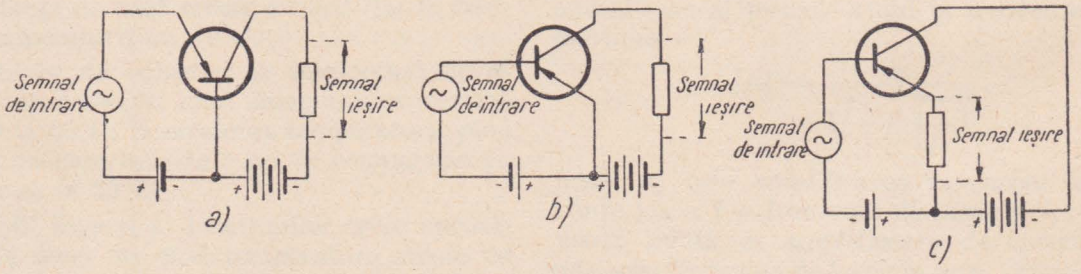


Fig. 2.1. Schemele fundamentale de conectare a tranzistoarelor:
a — schema *BC*; *b* — schema *EC*; *c* — schema *CC*.

Amplificatorul BC. Dacă se iau în considerare numai semnalele alternative, schema *BC* simplificată se compune dintr-un generator de tensiune sinusoidală U_g, cu rezistenţa internă R_g, tranzistorul propriu-zis şi rezistenţa de sarcină R_s (fig. 2.2, *a*). Pentru analiză şi calcul se

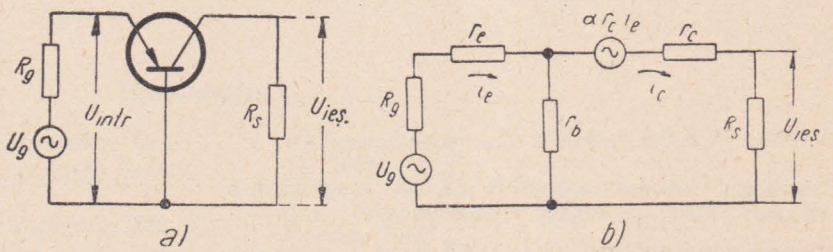


Fig. 2.2. Amplificatorul *BC* simplificat (*a*) şi schema sa echivalentă (*b*).

înlocuiește tranzistorul prin circuitul echivalent în T și se obține schema din fig. 2.2, *b*.

Aplicînd legile lui Kirchhoff în circuitul echivalent se pot calcula rezistența de intrare, rezistența de ieșire și amplificările adică parametrii principali ai unui etaj amplificator [1...9].

Rezistența de intrare a amplificatorului este dată de relația

$$r_{intr} = r_e + r_b \frac{R_s + r_c\,(1-\alpha)}{r_b + r_c + R_s}. \tag{2.1}$$

Dacă rezistența de sarcină este zero (scurtcircuit la ieșire), rezistența de intrare se poate aproxima:

$$r_{intr} \approx r_e + r_b\,(1-\alpha).$$

În acest caz, pentru un tranzistor cu joncțiuni obișnuit, înlocuind $r_e = 25\,\Omega$, $r_b = 300\,\Omega$ și $\alpha = 0{,}98$ se găsește $r_{intr} = 31\,\Omega$.

Dacă rezistența de sarcină este infinită (ieșirea în gol), se găsește $r_{intr} = r_e + r_b = 325\,\Omega$.

Rezistența de ieșire a amplificatorului este dată de relația

$$r_{ieș} = r_c + r_b \frac{R_g + r_e - \alpha r_c}{R_g + r_e + r_b}. \tag{2.2}$$

Pentru $R_g = 0$ (intrarea în scurtcircuit), la un tranzistor obișnuit cu joncțiuni (la care $r_c = 1\,M\Omega$), ceilalți parametri avînd valorile indicate mai înainte, rezultă că $r_{ieș} \approx 100\,k\Omega$.

Cînd $R_g = \infty$ (intrarea în gol), se obține $r_{ieș} \approx 1\,M\Omega$.

Amplificarea în tensiune se calculează după relația

$$A_u \approx -\frac{\alpha R_s}{r_e + (1-\alpha)\,r_b + R_g}. \tag{2.3}$$

Considerînd pentru exemplificare $\alpha = 0{,}98$, $r_e = 25\,\Omega$, $r_b = 300\,\Omega$, $R_g = 200\,\Omega$ și $R_s = 10\,k\Omega$ se găsește $A_u = 41{,}5$.

Amplificarea în curent se obține din relația

$$A_i \approx \alpha = 0{,}98. \tag{2.4}$$

Amplificarea în putere este

$$A_p = A_i A_u \approx 40. \tag{2.5}$$

Rezistențele de intrare și de ieșire variază între limitele arătate, cînd R_g și R_s iau diferite valori cuprinse între zero și infinit.

Amplificatorul EC. Schema electrică simplificată și circuitul echivalent al acestui amplificator sînt arătate în fig. 2.3.

Vom calcula parametrii principali.

Rezistența de intrare:

$$r_{intr} = r_b + r_e \frac{R_s + r_c}{R_s + (1-\alpha)\,r_c + r_e}. \tag{2.6}$$

Pentru $R_s = 0$ (ieșirea în scurtcircuit), la un tranzistor obișnuit avînd aceiași parametri

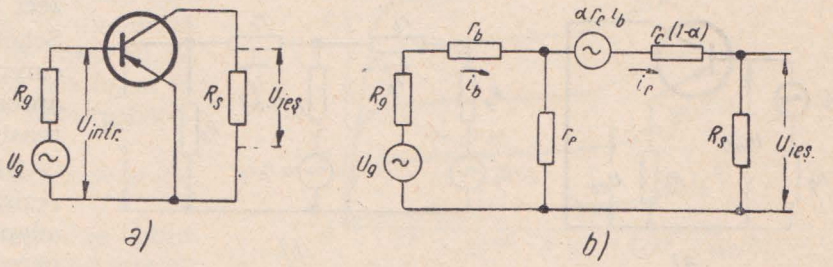


Fig. 2.3. Amplificatorul *EC* simplificat (*a*) și schema sa echivalentă (*b*).

($\alpha = 0{,}98$, $r_e = 25\,\Omega$, $r_b = 300\,\Omega$ și $r_c = 1\,M\Omega$, se găsește $r_{intr} = 1\,550\,\Omega$. La $R_s = \infty$ (ieșirea în gol), se obține $r_{intr} = 325\,\Omega$. Cînd rezistența de sarcină crește de la zero la infinit, rezistența de intrare se micșorează lent în limitele arătate.

Rezistența de ieșire:

$$r_{ieș} = r_c\,(1-\alpha) + r_e \frac{R_g + r_b + \alpha r_c}{R_g + r_b + r_e}. \tag{2.7}$$

Făcînd calculele respective, se obține pentru $R_g = 0$, $r_{ieș} \approx 95\,k\Omega$ și pentru $R_g = \infty$, $r_{ieș} = 20\,k\Omega$. Rezistența de ieșire scade de asemenea lent cînd rezistența generatorului la intrare crește de la zero la infinit.

Amplificarea în tensiune se calculează cu relația

$$A_u \approx \frac{-\alpha r_c R_s}{[R_s + r_c\,(1-\alpha)]\,(R_g + r_b + r_e) + \alpha r_e r_c}. \tag{2.8}$$

Semnul minus arată că în schema *EC* tensiunea semnalului la ieșire este în antifază cu tensiunea semnalului aplicat la intrare. Pentru un exemplu numeric, considerînd $R_g = 1\,k\Omega$ și $R_s = 20\,k\Omega$, se calculează $A_u = -230$.

Amplificarea în curent:

$$A_i = \beta = \frac{-\alpha}{1-\alpha}. \tag{2.9}$$

Pentru $\alpha = 0{,}98$ se obține $A_i = -49$.

Amplificarea în putere:

$$A_p = A_i A_u. \tag{2.10}$$

În exemplul considerat se obține $A_p = 11\,270$.

Arhiva digitala SaDAng

Amplificatorul CC. Schema simplificată şi circuitul echivalent sînt prezentate în fig. 2.4.

Efectuînd calculele respective se obţin valorile parametrilor după cum urmează.

Rezistenţa de intrare:

$$r_{intr} = r_b + r_c \frac{r_e + R_s}{r_c(1-\alpha) + r_e + R_s}. \qquad (2.11)$$

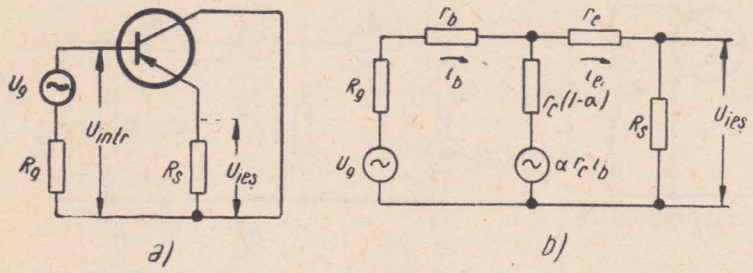


Fig. 2.4. Amplificatorul CC simplificat (*a*) şi schema sa echivalentă (*b*).

Pentru $R_s = 0$ şi pentru valorile avute în vedere anterior se obţine $r_{intr} = 1\,550\,\Omega$, iar pentru $R_s = \infty$, $r_{intr} = 1\,M\Omega$.

Rezistenţa de intrare creşte foarte mult la creşterea rezistenţei de sarcină, ajungînd comparabilă cu parametrul r_c, care la tranzistoarele cu joncţiuni este cuprins între 1 şi 2 MΩ.

Rezistenţa de ieşire:

$$r_{ieş} = r_e + r_c(1-\alpha)\frac{r_b + R_g}{r_b + r_c + R_g}. \qquad (2.12)$$

La scurtcircuit la intrare ($R_g = 0$), în exemplul numeric considerat, se obţine $r_{ieş} = 31\ \Omega$ iar pentru intrarea în gol ($R_g = \infty$), $r_{ieş} = 20\,025\,\Omega$. Rezistenţa de ieşire creşte între limitele arătate, o dată cu creşterea rezistenţei interne a generatorului conectat la intrare.

Amplificarea în tensiune:

$$A_u = \frac{R_s}{R_s + (1-\alpha)R_g + \frac{R_s R_g}{r_c}}. \qquad (2.13)$$

Pentru mărimile uzuale ale parametrilor schemei, amplificarea în tensiune este aproximativ egală cu unitatea.

Amplificarea în curent:

$$A_i = \frac{r_c}{R_s + r_e + r_c(1-\alpha)} \approx \frac{1}{1-\alpha}. \qquad (2.14)$$

În exemplul numeric considerat se găseşte $A_i = 50$.

Amplificarea în putere:

$$A_p = A_i A_u \approx A_i. \qquad (2.15)$$

Comparînd cele trei scheme fundamentale ale amplificatoarelor cu tranzistoare se pot trage următoarele concluzii de ordin practic.

Schema BC este caracterizată printr-o rezistenţă de intrare foarte mică şi o rezistenţă de ieşire mare. Semnalele aplicate la intrare sînt amplificate în tensiuni de cîteva zeci de ori fără inversarea fazei. Schema nu amplifică semnalele în curent. Amplificarea în putere este aproape egală cu amplificarea în tensiune.

Din cauza raportului mare între rezistenţa de ieşire şi cea de intrare, adaptarea între etaje se realizează cu oarecare dificultate.

Schema EC, comparativ cu schema *BC,* are rezistenţa de intrare de cîteva zeci de ori mai mare şi o rezistenţă de ieşire de aproximativ zece ori mai mică. Semnalele aplicate la intrare sînt amplificate atît în tensiune cît şi în curent cu inversarea fazei. Amplificarea în putere a semnalelor este de cîteva zeci de ori mai mare decît la celelalte scheme.

Adaptarea între etaje în cazul acestor scheme se face mult mai uşor decît la schema *BC.*

Schema CC se caracterizează printr-o rezistenţă mare la intrare şi foarte mică la ieşire. Ea este similară repetorului catodic din schemele amplificatoare cu tuburi electronice şi se poate folosi ca etaj adaptor.

Această schemă amplifică în curent semnalele aplicate la intrare de cîteva zeci de ori, dar nu le amplifică în tensiune.

Circuite de alimentare. Fixarea punctului de funcţionare. Termostabilizarea. Spre deosebire de majoritatea schemelor cu tuburi care lucrează cu tensiuni negative pe grila de comandă, deci fără curenţi de grilă, la tranzistoare fixarea punctului de funcţionare se face injectînd o componentă continuă de curent în circuitul de intrare. Generatorul de semnal conectat produce variaţia acestui curent, debitînd totdeauna în circuitul de intrare o componentă variabilă de curent.

Dacă la schemele cu tuburi electronice se consideră amplificarea în tensiune a semnalelor, la schemele cu tranzistoare este corect să se utilizeze amplificarea în putere. Amplificarea în putere a unui etaj depinde printre altele de parametrii tranzistorului, deci de alegerea corectă a punctului de funcţionare. Circuitele

de alimentare ale unui tranzistor trebuie să satisfacă două cerinţe: în primul rînd trebuie să se fixeze punctul mediu de funcţionare al tranzistorului, în al doilea rînd să se realizeze o stabilizare termică, micşorînd pe cît este posibil variaţia curentului de colector cu temperatura.

Punctul mediu de funcţionare se fixează calculînd schema de alimentare pentru o anumită mărime a curenţilor de repaus în circuitul de intrare şi în circuitul de ieşire. Se pot folosi în acest scop fie două baterii, fie o singură baterie de alimentare.

Ultimul caz este preferat în practică şi de aceea va fi analizat în continuare.

Să admitem că punctul de funcţionare optim indicat de catalog este în M (fig. 2.5) corespunzător coordonatelor $I_C = 2$ mA, şi $U_{CE} = 4$ V prin care trece caracteristica $I_B = 100$ μ A.

Amplificatorul se alimentează de la o sursă de 9 V. Pentru fixarea punctului de funcţionare se găseşte pe axa tensiunilor punctul B la abscisa de $E_C = 9$ V. Se trasează linia de sarcină în curent continuu, BM, corespunzătoare rezistenţei de sarcină

$$R_s = \frac{E_C - U_{CE}}{I_C} = \frac{9-4}{2} = \frac{5\text{ V}}{2\text{ mA}} = 2{,}5\text{ kΩ}.$$

Pentru a avea un curent de repaus în bază, de mărime determinată pe caracteristici, trebuie conectată o rezistenţă în serie cu bateria de polarizare a joncţiunii emitor-bază.

Rezistenţa R_b se calculează punînd condiţia ca în bază să se injecteze de către bateria de alimentare un curent $I_B = 100$ μ A (citit pe caracteristica corespunzătoare). Formula aproximativă este

$$R_b = \frac{E_C}{I_B} = \frac{9\text{ V}}{100\,\mu\text{A}} = 90\text{ kΩ}.$$

În fig. 2.5, *b*, *c* şi *d* sînt prezentate circuitele de alimentare pentru schemele *EC*, *BC* şi *CC* calculate pentru fixarea punctului mediu de funcţionare în *M*.

Alimentarea celor trei scheme de la două baterii a fost arătată în fig. 2.1.

Este cunoscut că la tranzistoarele cu joncţiuni, curentul de colector conţine două componente: una din componente este determinată de mărimea curentului injectat în bază, iar a doua componentă, independentă de curentul bazei, depinde de temperatură şi se numeşte curent rezidual sau curent invers. Acest curent se dublează la creşterea temperaturii cu fiecare 8–10°C. La temperaturi mai mari, curentul rezidual devine comparabil cu componenta

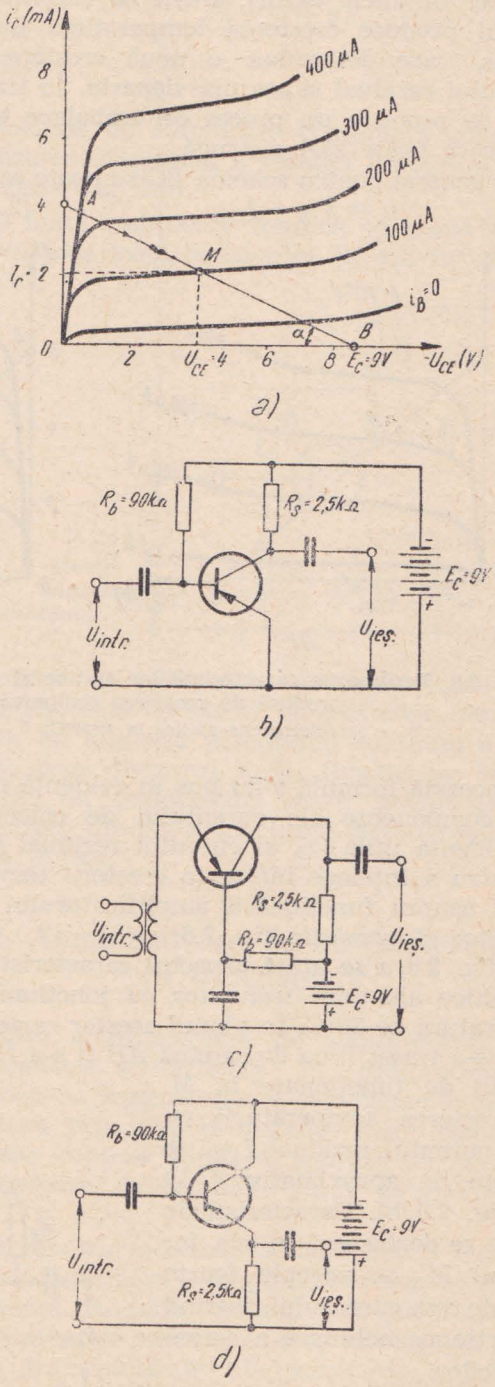


Fig. 2.5. Fixarea punctului de funcţionare pentru schemele *EC* şi *BC*, alimentate la o singură baterie: *a* — caracteristicile statice ale tranzistorului utilizat; *b* — montajul *EC*; *c* — montajul *BC*; *d* — montajul *CC*.

Arhiva digitala SaDAng

utilă a curentului de colector şi determină limitări importante în funcţionarea tranzistoarelor, producînd distorsionarea semnalelor amplificate. În unele cazuri, creşterea curentului rezidual produce creşterea temperaturii joncţiunilor, care determină o nouă creştere a curentului rezidual şi aşa mai departe. În tranzistor se produce un proces de ambalare termică, care poate să-l distrugă.

În general pentru schema *EC* se poate scrie

$$i_C = \beta i_B + I_{CE0}. \qquad (2.16)$$

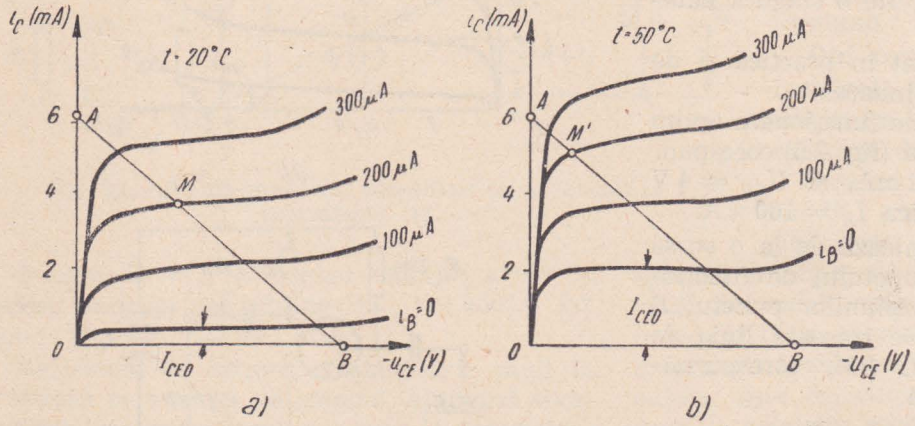


Fig. 2.6. Deplasarea caracteristicilor statice şi a punctului de funcţionare produsă de creşterea temperaturii:
a — caracteristicile statice la t=20°C; *b* — idem, la t=50°C.

În această formulă s-au pus în evidenţă cele două componente ale curentului de colector: componenta utilă βi_B şi curentul rezidual I_{CE0}

Pentru a înţelege influenţa creşterii temperaturii asupra funcţionării amplificatorului cu tranzistor să urmărim fig. 2.6.

În fig. 2.6, *a* se arată aspectul caracteristicilor statice ale unui tranzistor cu joncţiuni la temperatura de 20°C. În planul acestor caracteristici s-a trasat linia de sarcină *AB* şi s-a fixat punctul de funcţionare în *M*. La creşterea temperaturii cu 30°C, curentul rezidual I_{CE0} se măreşte de aproximativ 8—10 ori (fig. 2.6, *b*). Caracteristicile statice se deplasează în sus, iar punctul *M'* se apropie foarte mult de axa curentului, intrînd în porţiunea neliniară a caracteristicilor.

Pentru a micşora alunecarea punctului mediu de funcţionare şi a evita procesul de ambalare termică, în schemele cu tranzistoare se iau măsuri de stabilizare termică. Aceste măsuri constau în a realiza o reacţie negativă (în curent continuu) în circuitele de alimentare.

Reacţia negativă poate fi: de tensiune, de curent şi combinată. Eficacitatea reacţiei negative se apreciază prin factorul de stabilizare S definit prin raportul [1, 2, 6, 8, 9]:

$$S = \frac{\text{variaţia curentului de colector în schema stabilizată}}{\text{variaţia curentului de colector în schema nestabilizată}}.$$

Se observă uşor că variaţia curentului de colector în schema nestabilizată este dată de variaţia curentului rezidual. Se poate scrie deci

$$S = \frac{\Delta i_C}{\Delta I_{CE0}}. \qquad (2.17)$$

De exemplu, un factor de stabilizare de 0,1 arată că faţă de etajul nestabilizat, la aceeaşi creştere a temperaturii, variaţia curentului de colector se reduce de zece ori.

Stabilizarea prin reacţia negativă de tensiune se obţine conectînd rezistenţa R_b la colectorul tranzistorului (fig. 2.7).

Sensul fizic al stabilizării este următorul: la creşterea temperaturii, curentul de colector creşte cu Δi_C, iar pe rezistenţa R_s se produce o cădere de tensiune $R_s \Delta i_C$.

Aceasta se scade din tensiunea sursei E_C şi între punctele *A* şi *B* se aplică o diferenţă de potenţial mai mică. Curentul I_B se micşorează

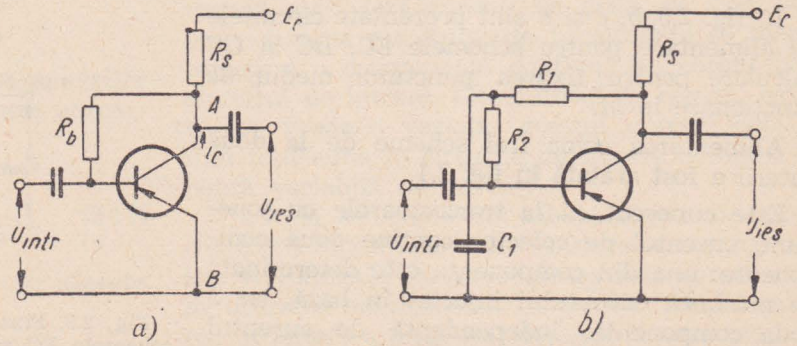


Fig. 2.7. Stabilizarea termică prin reacţia negativă de tensiune:
a — cu reacţie negativă în curent continuu şi alternativ; *b* — cu reacţie negativă numai în curent continuu.

și punctul M' (fig. 2.6, *b*) alunecă în jos pe dreapta de sarcină.

Factorul de stabilizare în această schemă este dat de relația [8]

$$S = \frac{R_b + R_s}{R_b + R_s + \beta R_s}.$$

Într-un caz practic, pentru $R_b = 50\ \text{k}\Omega$, $R_s = 5\ \text{k}\Omega$ și $\beta = 50$, se obține $S \approx 0{,}18$.

Această schemă se poate folosi numai în cazurile în care sarcina prezintă o rezistență suficient de mare în curent continuu, pentru că în caz contrar căderea de tensiune $\Delta i_c R_s$ este neglijabilă și nu influențează asupra curentului din bază.

Un dezavantaj al schemei din fig. 2.7, *a* este că se produce simultan și o reacție negativă pentru semnalele alternative, micșorîndu-se amplificarea. Această reacție se poate elimina printr-un filtru R_2C_1 așa cum se arată în fig. 2.7, *b*. Rolul rezistenței R_b îl îndeplinesc rezistențele R_1 și R_2 legate în serie.

Reacția negativă de curent se obține conectînd în emitorul tranzistorului un grup R_eC_e (fig. 2.8).

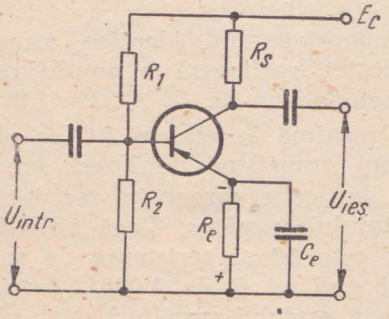


Fig. 2.8. Stabilizarea termică prin reacția negativă de curent.

Sensul fizic al stabilizării prin reacția de curent este următorul: la creșterea curentului de colector, se produce o creștere corespunzătoare a curentului de emitor. Această creștere Δi_E produce la bornele rezistenței R_e o cădere de tensiune $R_e \Delta i_E$ care se aplică prin R_2 cu plusul către bază și minusul către emitor, corespunzătoare sensului de blocare a joncțiunii bază-emitor.

Efectul acestei polarizări suplimentare este micșorarea curentului din bază și deci a curentului de colector. Condensatorul C_e scurtcircuitează rezistența R_e pentru semnalele alternative.

Factorul de stabilizare al acestei scheme este dat de relația [8]

$$S = \frac{R_e + R_b}{R_e + R_b + \beta R_e},$$

în care $R_b = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$.

Schema de stabilizare combinată constă în realizarea simultană a reacției de curent și de tensiune (fig. 2.9).

O bună stabilizare termică se poate obține folosind în locul rezistenței R_2 din fig. 2.8 un

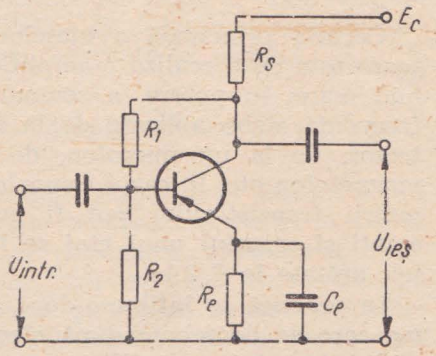


Fig. 2.9. Stabilizarea termică combinată.

termistor (o rezistență semiconductoare care își micșorează valoarea la creșterea temperaturii). Ea reglează potențialul continuu aplicat bazei prin divizorul R_1R_2, funcție de temperatură. La temperaturi mari, potențialul de polarizare directă a joncțiunii bază-emitor scade și invers.

2. Amplificatoare de audiofrecvență cu tranzistoare

Etaje amplificatoare de audiofrecvență cu tranzistoare se întîlnesc în radioreceptoare, televizoare, magnetofoane, echipamente pentru legătura prin fire la distanțe mari, radioemițătoare, proteze auditive, aparate de măsurat, generatoare de semnale, stații de radioficare etc.

În tehnica mondială actuală există tendința de tranzistorizare a amplificatoarelor de audiofrecvență. Această tendință este justificată de performanțele superioare care se obțin în schemele tranzistorizate din punct de vedere al consumului, greutății, volumului, duratei și siguranței în funcționare. Fidelitatea amplificării în etajele tranzistorizate este similară cu a etajelor construite cu tuburi electronice.

Arhiva digitala SaDAng

În gama frecvențelor audio, parametrii tranzistoarelor sînt independenți de frecvență, deoarece la tranzistoarele moderne, chiar și la cele de putere mare, frecvența limită de amplificare este mai mare de 30 kHz. Rezultă că parametrii r_e, r_b, r_c se pot considera rezistențe pure, iar α, un număr real.

Amplificatoarele audio se clasifică, după destinație, în amplificatoare de semnale mici (preamplificatoare) și amplificatoare de putere (finale).

a. Etaje preamplificatoare

Cerința principală a etajelor preamplificatoare este de a realiza o amplificare (cîștig) cît mai mare, în putere, a semnalelor de audiofrecvență slabe aplicate de la ieșirea din detector, de la un microfon, de la un cap de magnetofon etc. În cazul semnalelor mici, parametrii tranzistorului pot fi considerați constanți și calculul unui etaj se face cu formulele arătate în § 2.1.

În practică se întîlnesc două tipuri de scheme care se deosebesc după elementele de cuplaj între etaje: amplificatoare *RC* (cu cuplaj prin condensator) și amplificatoare cu cuplaj prin transformator.

Amplificatoare RC. În fig. 2.10 este prezentată schema unui amplificator de semnale mici compus din două etaje cuplate prin condensator.

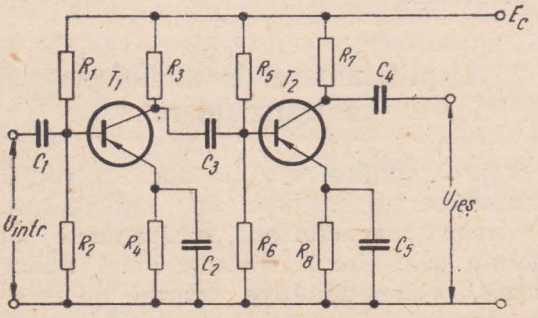


Fig. 2.10. Amplificator de semnale mici compus din două etaje cuplate prin condensator.

Cele două etaje sînt stabilizate prin grupurile R_4C_2 și R_8C_5 introduse în circuitele de emitor. În această schemă, rezistențele de intrare ale etajelor, a căror valoare uzuală este de aproximativ 1 kΩ, sînt șuntate de rezistențele R_2, respectiv R_6, de 3–4 kΩ, ajungîndu-se la o rezistență echivalentă de intrare de circa 800 Ω.

Admițînd că rezistențele de sarcină R_3 și R_7 sînt de 3,3 kΩ, atunci rezistențele echivalente de sarcină ale etajelor sînt de

$$R_s \approx \frac{3{,}3 \times 0{,}8}{3{,}3 + 0{,}8} = 0{,}64 \quad \text{kΩ}.$$

Cunoscînd rezistența de sarcină, se poate calcula ușor amplificarea în tensiune a unui etaj. Pentru aceasta, să notăm cu I_c semnalul alternativ de curent din circuitul colectorului. Semnalul de tensiune la ieșire este $U_{ieș} = I_c R_s$.

Dacă amplificarea în curent a etajului este aproximată cu β, atunci semnalul de curent la intrare este $\frac{I_c}{\beta}$, iar semnalul de tensiune aplicat la intrare este $\frac{I_c}{\beta} R_{intr}$.

Rezultă amplificarea în tensiune a unui etaj [3, 4]

$$A_u = \frac{U_{ieș}}{U_{intr}} = \frac{I_c R_s}{\frac{I_c}{\beta} R_{intr}} = \beta \frac{R_s}{R_{intr}}.$$

Pentru exemplul numeric considerat în § 2.1 se găsește $A_u = 32$, iar amplificarea în putere este $A_p = A_i A_u \approx \beta A_u = 50 \times 32 = 1\,600$.

Dacă cele două etaje sînt identice, atunci întregul amplificator realizează o amplificare în tensiune a semnalelor de $32 \times 32 \approx 1\,000$.

Amplificarea maximă la etajele *RC* se obține dacă primul tranzistor debitează energia semnalului de ieșire direct în rezistența de intrare a etajului următor. Dacă amplificarea în curent este 50 și rezistența de sarcină a primului etaj ar fi de 1 000 Ω (rezistența de intrare a etajului următor), s-ar obține un cîștig în tensiune a semnalului de 50. În realitate această cifră este micșorată din cauză că rezistența de intrare este șuntată de rezistența de colector a etajului precedent și de rezistențele divizorului de tensiune care alimentează baza pentru fixarea punctului mediu de funcționare.

Condensatoarele de cuplaj între etaje (C_1, C_3, C_4) se aleg suficient de mari pentru ca la frecvențe joase să nu dea o cădere de tensiune care să micșoreze semnalul luat de pe colectorul tranzistorului precedent și aplicat la intrarea tranzistorului următor. În practică, aceste condensatoare sînt de la cîțiva microfarazi pînă la zeci de microfarazi.

Schemele *RC* sînt avantajoase pentru simplitatea lor și pentru faptul că, utilizînd rezistențe și condensatoare miniaturizate, fac posibilă construirea unor montaje de dimensiuni foarte mici. Ele prezintă dezavantajul de a nu realiza amplificarea maximă pe care pot să o dea tranzistoarele. În plus, o parte din energia semnalelor se consumă în rezistențele schemei.

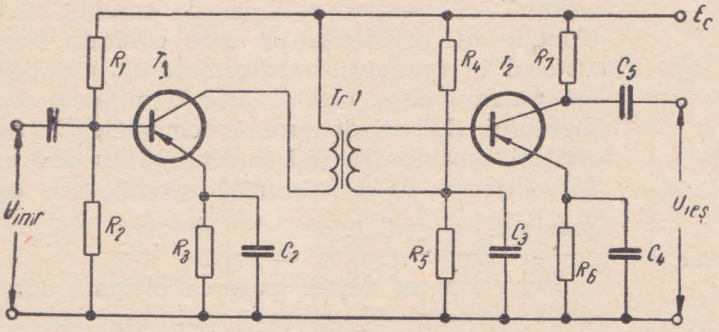


Fig. 2.11. Amplificator de semnale mici compus din două etaje cuplate prin transformator.

Amplificatoare cu cuplaj prin transformator. Cuplajul între etaje se poate realiza și printr-un transformator de joasă frecvență (fig. 2.11).

Transformatorul este folosit pentru cuplajul între circuitul de ieșire al primului tranzistor și circuitul de intrare al celui de-al doilea tranzistor. Pentru a obține amplificarea maximă, raportul de transformare trebuie ales astfel încît să se realizeze adaptarea între rezistența de ieșire a primului etaj și rezistența de intrare a etajului următor.

Dacă se consideră ca valori orientative $r_{ieș} = 30\ k\Omega$ și $r_{intr} = 1\ k\Omega$, se găsește raportul de transformare

$$n = \frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{30}{1}} \approx 5{,}5,$$

n_1 fiind numărul de spire din primarul transformatorului și n_2 din secundar.

La o adaptare corectă, amplificarea în tensiune se obține de aproximativ 2,5 ori mai mare decît în schema *RC*.

Numărul de spire în primarul transformatorului este determinat de frecvența cea mai joasă a semnalelor care sînt amplificate. Punînd condiția ca la 100 Hz amplificarea semnalului să nu scadă cu mai mult de 0,7 din amplificarea normală, se găsește mărimea inductanței necesare pentru primarul transformatorului de 50 H.

Valoarea acestei inductanțe se calculează cu formula

$$2\pi f_j L = \frac{r_{ieș}}{2}, \qquad (2.18)$$

în care f_j este frecvența cea mai joasă care urmează a fi amplificată. Rezistența de ieșire se împarte cu 2 pentru că la ieșire, în schema echivalentă etajului, intervin două rezistențe în paralel: rezistența de ieșire a unui etaj și rezistența de intrare a etajului următor, adaptată la prima.

b. Amplificatoare de putere

Aceste etaje sînt destinate să asigure puterea necesară la ieșire pentru acționarea membranei difuzorului sau căștilor. Semnalele de tensiune și curent în aceste amplificatoare au amplitudini mari, de aceea etajele de putere se mai numesc amplificatoare de semnale mari.

Regimul de funcționare al tranzistoarelor care intră în compunerea acestor etaje se alege astfel încît să se obțină în sarcina cea mai mare putere utilă dar, în același timp, semnalele să nu fie distorsionate și nici să nu se pericliteze tranzistorul printr-o încălzire peste limita admisibilă.

Aceste cerințe se realizează printr-o alegere corectă a punctului de funcționare, a mărimii semnalelor și a energiei pierdute în tranzistor, care produce creșterea temperaturii.

Pentru a nu distorsiona semnalele amplificate, caracteristica dinamică de funcționare nu trebuie să depășească porțiunile în care caracteristicile statice sînt aproximativ liniare, iar supraîncălzirea tranzistorului se evită, urmărindu-se ca puterea pierdută în tranzistor și disipată de acesta să nu depășească valoarea admisă care este indicată de fabrică.

Etajele de putere se împart în amplificatoare clasă A și amplificatoare în contratimp, clasă B.

Amplificatoare de putere în clasa A [3, 4, 6, 9]. Schema amplificatorului clasă A este arătată în fig. 2.12.

Arhiva digitala SaDAng

Pentru a realiza un regim optim de funcţionare, rezistenţa de sarcina şi semnalul de la intrare trebuie alese astfel încît curentul şi tensiunea de colector să fie cît mai deplin folosite, ajungînd cu minimele de tensiune şi curent pînă aproape de zero.

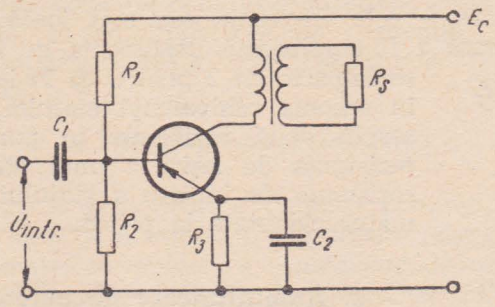


Fig. 2.12. Schema unui amplificator de putere în clasă A.

Admiţînd că tensiunea bateriei de alimentare este E_C, şi curentul colectorului de repaus în absenţa semnalului la intrare este I_{C0}, puterea absorbită de etaj de la bateria de alimentare este $P_a = E_C I_{C0}$. În absenţa semnalului la intrare, această putere este în întregime disipată de tranzistor sub formă de căldură. Cînd se aplică un semnal alternativ la intrare, atunci o parte din puterea absorbită devine putere alternativă utilă, iar o parte continuă să fie disipată de colector.

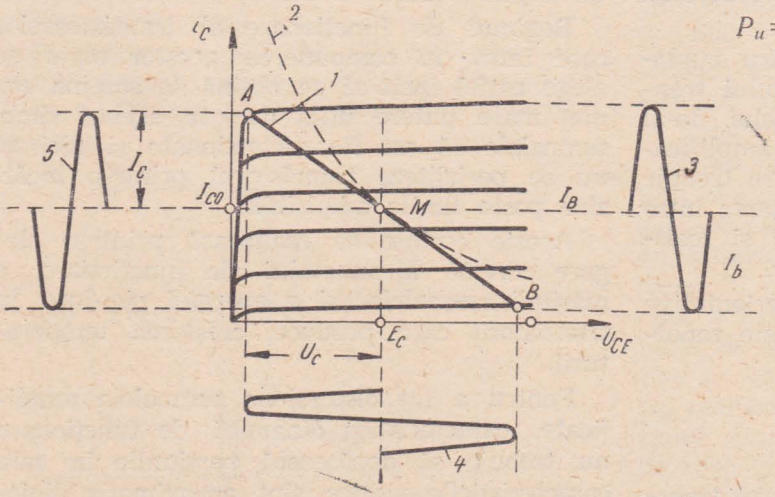


Fig. 2.13. Caracteristica dinamică a amplificatorului de putere în clasă A:

1 — linia de sarcină; *2* — hiperbola de disipaţie; *3* — forma curentului din bază; *4* — forma tensiunii de pe colector; *5* — forma curentului din colector.

Funcţionarea dinamică a unui tranzistor ca amplificator de putere în clasă A se poate urmări pe caracteristica dinamică din fig. 2.13 în care se arată şi semnalele de la intrare şi ieşire.

Linia de sarcină reprezintă caracteristica dinamică a etajului. Pentru a nu se produce distorsionarea semnalului de curent aplicat la intrare, în timpul funcţionării, nu trebuie să se depăşească punctele *A* şi *B*. Aceasta înseamnă că pentru o linie de sarcină dată (funcţie de rezistenţa pe care o simte tranzistorul în primarul transformatorului) şi pentru punctul de repaus *M* ales la mijlocul segmentului *AB* se determină semnalele de curent şi tensiune la ieşirea tranzistorului I_c şi U_c. Puterea utilă transmisă sarcinii are expresia $P_u = \frac{1}{2} U_c I_c$.

Pentru a nu depăşi puterea disipată admisibilă, punctul *M* se alege sub hiperbola de disipaţie sau, la limită, chiar pe hiperboiă. El se fixează de bateria de alimentare (abscisa E_C) şi de curentul de repaus din baza I_B.

Se observă din fig. 2.13 că se poate considera că $I_c \approx I_{c0}$ şi $U_c \approx E_C$; deci

$$P_u = \frac{1}{2} I_c U_c = \frac{1}{2} I_C E_C = \frac{1}{2} P_a ;$$

aşadar randamentul maxim al amplificatorului clasă A este

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = 50\% .$$

De asemenea, notînd cu P_{dc} puterea disipată de colector, se poate scrie bilanţul puterilor

$$P_{dc} = P_a - P_u .$$

În exemplul considerat se observă uşor că

$$P_{dc} = P_a - \frac{1}{2} P_a = \frac{1}{2} P_a = P_u .$$

Rezultă că puterea disipată de tranzistor, indicată de catalog, poate fi socotită ca putere utilă maximă pe care o poate asigura tranzistorul în sarcină.

De exemplu, pentru un tranzistor avînd $P_{dc} = 100$ mW, folosind o sursă de alimentare de 9 V, punctul de funcţionare *M* se va alege la

$$I_{c0} = \frac{P_{dc}}{E_c} = \frac{100}{9} \approx 11 \text{ mA}$$

sarcina tranzistorului va fi

$$R_S = \frac{U_c}{I_c} \simeq \frac{9}{11} \times 10^3 \simeq 800,$$

iar puterea maximă în difuzor va fi ceva mai mică de 100 mW. Admiţînd că rezistenţa dinamică a difuzorului este 4 Ω, rezultă un raport pentru transformatorul de ieşire

$$n = \sqrt{\frac{800}{4}} \approx 14. \qquad (2.19)$$

Dezavantajul principal al amplificatoarelor de putere în clasă A este că etajul consumă energie de la sursă indiferent dacă există sau nu semnal alternativ.

Amplificatoare de putere în clasă B [3, 4, 6, 9]. Aceste etaje se folosesc îndeosebi în cazul aparatelor portabile, în care se cere un consum mediu de energie cît mai redus.

Amplificatoarele de audiofrecvenţă clasă B se construiesc după schema în contratimp (push-pull) simetrică sau nesimetrică (fig. 2.14). La amplificatoarele clasă B se aplică în circuitele de bază o astfel de tensiune încît curentul de colector este foarte mic. În absenţa semnalelor alternative, energia absorbită de etaj de la sursa de alimentare este neînsemnată.

Schema din fig. 2.14, *a* funcţionează în modul următor. Semnalul alternativ se aplică pe bazele celor două tranzistoare cu fază opusă. Un tranzistor conduce o alternanţă, iar al doilea este blocat. La inversarea fazei semnalului de intrare, rolul celor două tranzistoare se inversează. În sarcină, semnalul alternativ este refăcut, pentru că în primarul transformatorului se închid pe rînd alternanţele negative şi pozitive de curent.

Schema din fig. 2.14, *b* deşi este diferită, funcţionează în acelaşi mod. Semnalul de intrare se aplică pe cele două tranzistoare cu faze diferite; cele două tranzistoare conduc pe rînd, unul alternanţa pozitivă a semnalului de intrare şi al doilea alternanţa negativă. Rezistenţa de sarcină este parcursă de curenţii de colector în sensuri opuse şi în sarcină este refăcut semnalul alternativ.

Aceste scheme utilizează reacţii negative prin rezistenţele nedecuplate de condensatoare, conectate în circuitele de emitor şi de bază.

Schema asimetrică prezintă avantajul că nu foloseşte un transformator de joasă frecvenţă la ieşire, dar necesită două baterii de alimentare legate în serie.

Cînd regimul de funcţionare al celor două tranzistoare este bine ales, între curentul din

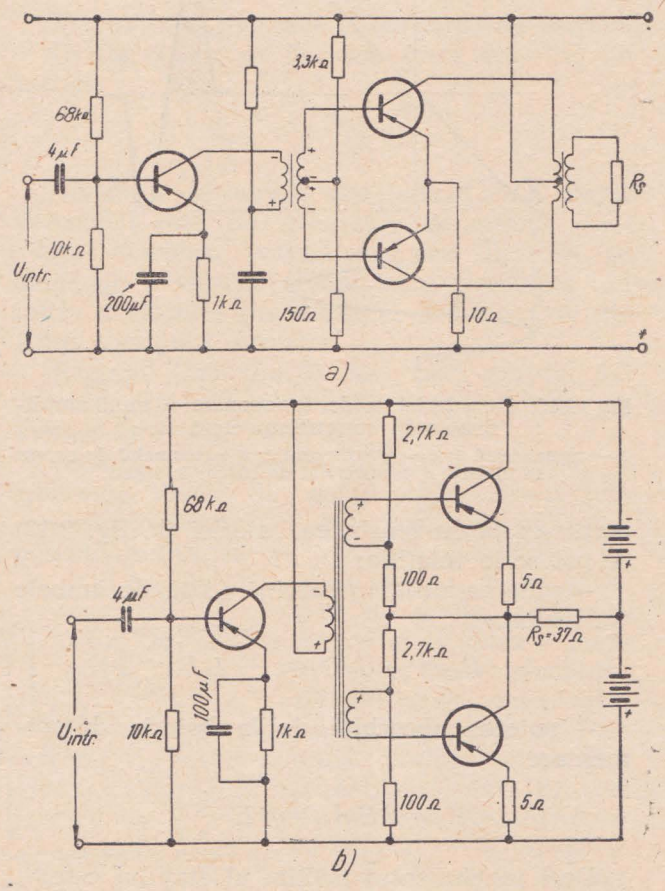


Fig. 2.14. Exemple de amplificatoare clasă B în contratimp: (*a*) simetric, (*b*) nesimetric.

circuitul colectorului şi curentul din circuitul bazei se stabileşte o dependenţă liniară aşa cum se arată în fig. 2.15.

Randamentul de funcţionare al acestor etaje este mai mare decît la amplificatoarele clasă A, ajungînd la aproximativ 78%. Această valoare se poate calcula uşor.

Într-adevăr, admiţînd, pentru simplitate, că în absenţa semnalelor de intrare tranzistoarele sînt blocate şi că la aplicarea semnalului alternativ fiecare tranzistor conduce cîte o alternanţă, notînd cu I_c curentul maxim de

Arhiva digitala SaDAng

colector în fiecare tranzistor, componenta continuă a curentului de colector este $I_{c0}=\frac{I_c}{\pi}$. Admiţînd că la semnalul maxim, tensiunea alternativă în circuitul colectorului este aproxi-

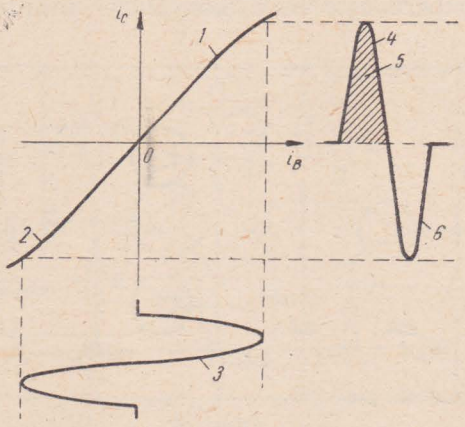


Fig. 2.15. Caracteristica de funcţionare a unui amplificator în contratimp clasă B:
1 — tranzistorul *1*; *2* — tranzistorul *2*; *3* — semnalul de curent la intrare; *4* — semnalul de curent la ieşire.

mativ egală cu tensiunea bateriei (v. fig. 2.13) se pot scrie relaţiile:

— puterea utilă în sarcină (dată de ambele tranzistoare)

$$P_u=\frac{1}{2}\,I_c U_c\approx\frac{1}{2}\,I_c E_c;$$

— puterea absorbită de la bateria de alimentare

$$P_a=2E_c I_{c0}=2E_c\frac{I_c}{\pi}.$$

Deci randamentul maxim al etajului este

$$\eta=\frac{P_u}{P_a}=\frac{\frac{1}{2}I_c E_C}{2E_C\frac{I_c}{\pi}}=\frac{\pi}{4}=0{,}785.$$

Rezultă următoarea concluzie practică importantă.

Dacă etajul în contratimp cu două tranzistoare avînd putere disipată de colector admisibilă de 100 mW ar lucra în clasă A, s-ar obţine în sarcină o putere utilă maximă de aproximativ 200 mW. Aceeaşi schemă, lucrînd în clasă B, dă posibilitatea să se mărească puterea utilă în sarcină

$$P_u=\frac{\eta}{1-\eta}\,P_d=\frac{0.78}{1-0.78}\,200\approx 700\text{ mW}.$$

Această putere maximă se obţine pentru o rezistenţă de sarcină

$$R_S=\frac{4E_C}{I_c}.$$

Dacă semnalul la intrare scade, se micşorează atît puterea debitată în sarcină cît şi randamentul etajului. Calculînd din nou randamentul pentru un semnal mai mic decît valoarea maximă, la care corespunde o putere disipată maximă, se găseşte că raportul între puterea utilă maximă şi puterea disipată maximă este aproximativ de 5 ori. Aceasta înseamnă că de la două tranzistoare avînd puterea disipată admisibilă de 100 mW, în condiţiunile cele mai dezavantajoase, se poate obţine în sarcină o putere de 500 mW, valoare care trebuie considerată în practică.

La amplificatoarele clasă B trebuie să se acorde o atenţie deosebită distorsionării semnalului la ieşire. Cauza acestor distorsiuni o constituie îndeosebi neliniaritatea rezistenţei de intrare a etajului care poate să ia valori cuprinse între 2 000 Ω, pentru semnale mici, şi 200 Ω, pentru semnale mari. Spre exemplu, admiţînd că etajul precedent are o rezistenţă de ieşire mică în comparaţie cu valoarea minimă a rezistenţei de intrare, el poate fi considerat un generator de tensiune constantă

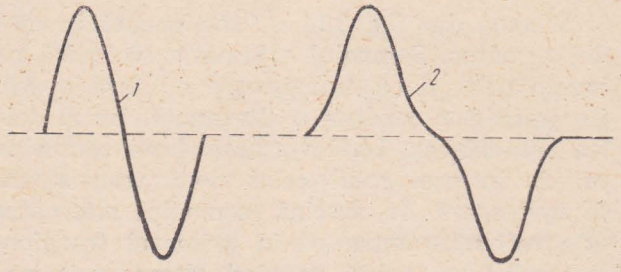


Fig. 2.16. Distorsionarea semnalului la ieşire cînd etajul preamplificatorului este un generator de tensiune constantă:
1 — semnalul sinusoidal la intrare; *2* — semnalul distorsionat la ieşire.

şi semnalul de curent aplicat la intrare va fi puternic distorsionat aşa cum se arată în fig. 2.16.

Pentru a elimina aceste distorsiuni este indicat să se folosească, ca etaj precedent, un generator de curent constant sau, ceea ce este tot una, un etaj cu rezistenţă de ieşire mare. O soluţie practică constă în a renunţa la adap-

tare şi a micşora raportul de transformare al transformatorului de cuplaj între etaje de 2—3 ori.

O schemă simplă de amplificator în contratimp clasă B se poate realiza folosind tran-

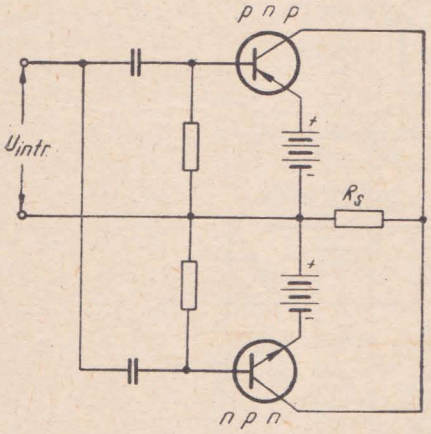


Fig. 2.17. Amplificator în contratimp, clasă B cu două tranzistoare complementare *pnp* şi *npn*.

zistoare complementare de tipul *pnp* şi *npn* (fig. 2.17).

În această schemă, semnalul se aplică la intrare în acelaşi timp pe bazele celor două tranzistoare.

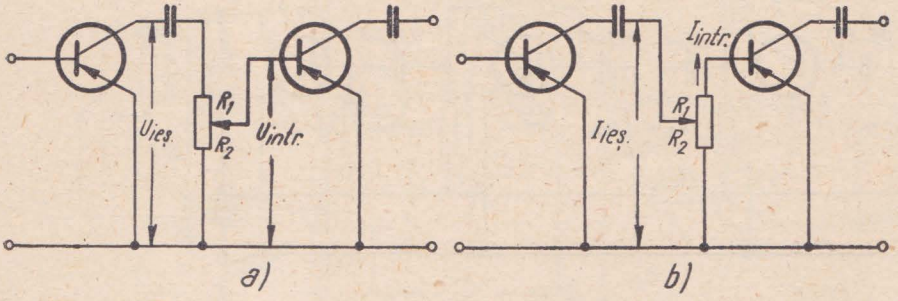


Fig. 2.18. Circuite de reglare a volumului:
a — prin variaţia tensiunii; *b* — prin variaţia curentului.

Datorită structurii lor complementare, cele două tranzistoare conduc pe rînd, unul alternanţa pozitivă, celălalt alternanţa negativă. În circuitul de sarcină, curenţii de colector avînd sensuri opuse, refac semnalul alternativ.

c. Reglarea volumului şi timbrului [8, 9]

Volumul şi timbrul se reglează după principii asemănătoare celor folosite în schemele cu tuburi electronice, deosebirea constînd în faptul că la tranzistoare se variază curentul semnalului de la intrare (fig. 2.18).

În fig. 2.18, *a* curentul de intrare se reglează prin divizorul potenţiometric reglabil R_1R_2

$$U_{intr} \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{ieş}.$$

Variind U_{intr}, variază şi curentul de intrare.

În fig. 2.18, *b* se variază direct curentul de intrare

$$I_{intr} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I_{ieş}.$$

Divizorul de curent este indicat cînd etajul precedent este un generator de curent constant. Mărimea potenţiometrului $R_1 + R_2$ se alege de o valoare medie între rezistenţa de ieşire a etajului precedent şi rezistenţa de intrare a etajului următor.

Reglajul timbrului se face prin grupuri *RC* care se cuplează ca circuite de reacţie sau ca atenuatoare (fig. 2.19).

Schema funcţionează în modul următor: la frecvenţa medie din gama audio, reactanţele condensatoarelor C_1C_2 sînt mici; ele şuntează potenţiometrul R_1 şi divizarea curentului de ieşire se face de rezistenţele R_2 şi R_3, rezistenţa R_4 avînd o valoare mare în raport cu rezistenţa R_3. La frecvenţe joase, divizarea curentului se face după poziţia cursorului potenţiometrului R_1. La frecvenţe înalte, divizarea curentului o realizează tot rezistenţele R_2 şi R_3, dar aceste rezistenţe pot fi şuntate de condensatoarele C_4 şi respectiv C_3 după poziţia cursorului potenţiometrului R_4, a cărui valoare este mare în raport cu R_2 şi R_3.

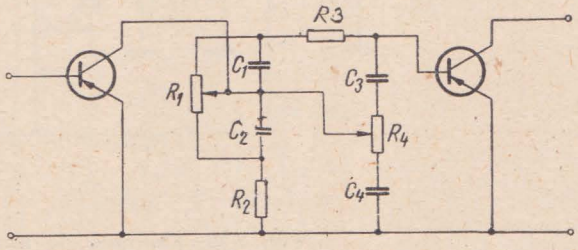


Fig. 2.19. Circuite de reglare a timbrului la frecvenţe joase şi înalte.

Arhiva digitala SaDAng

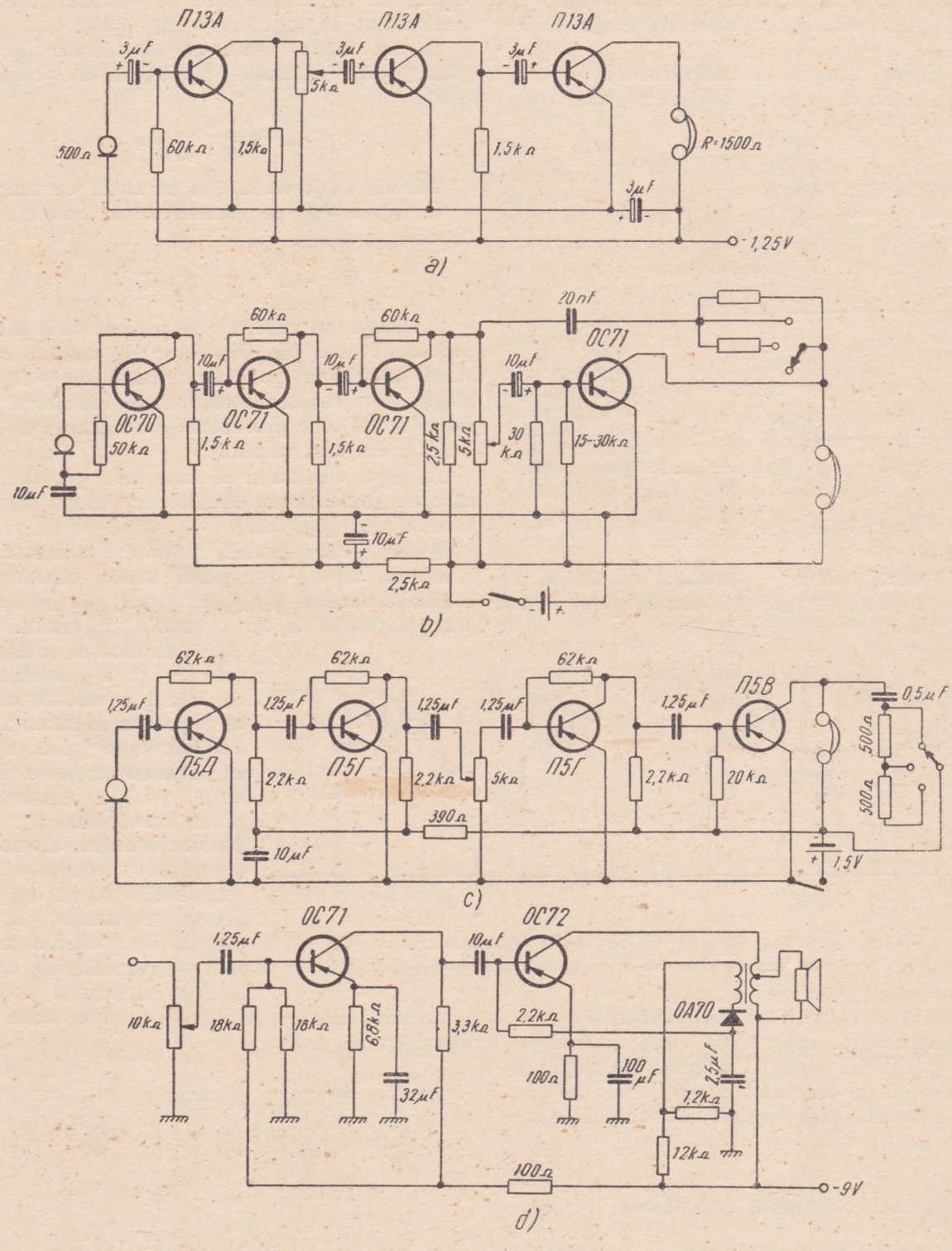
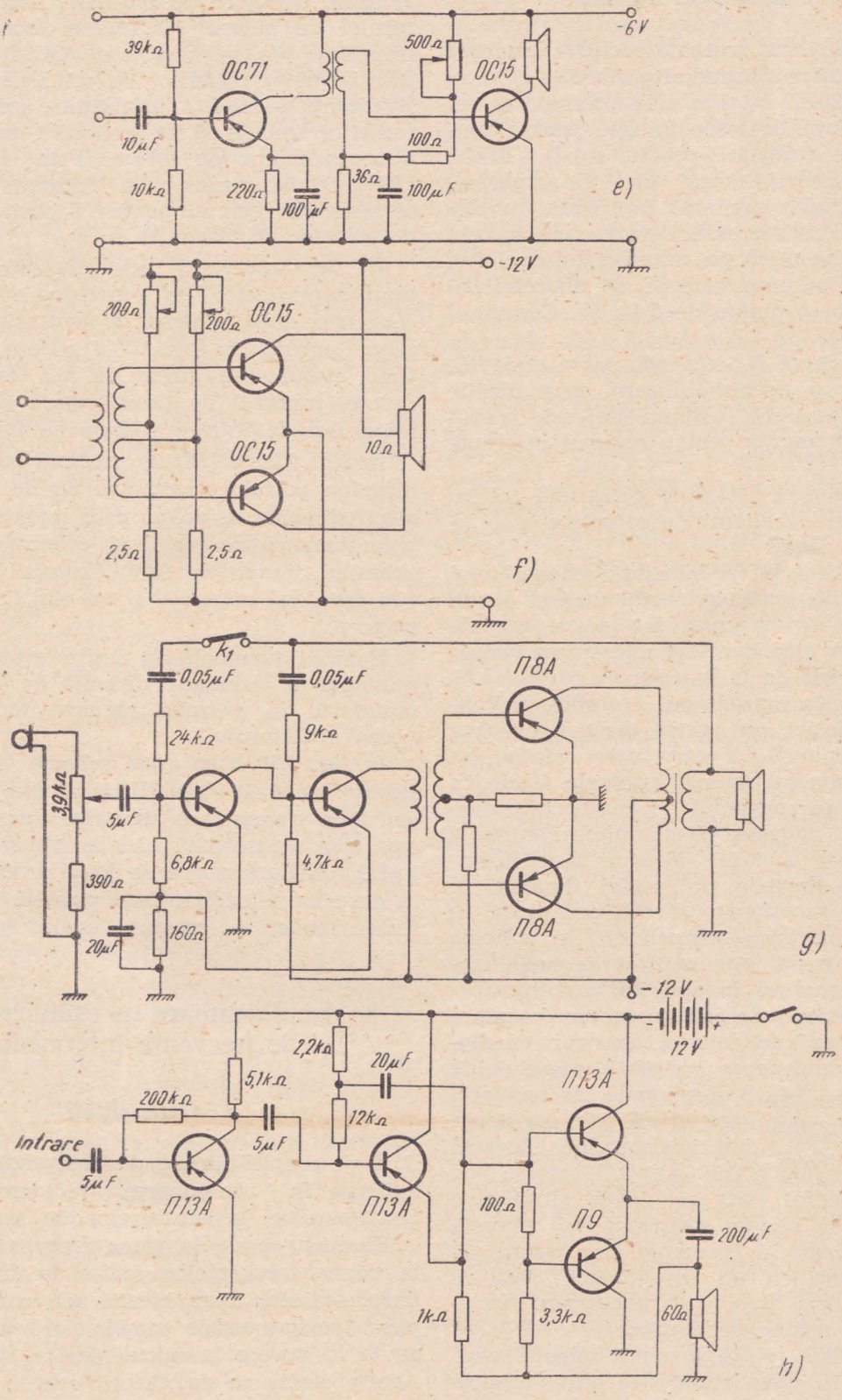


Fig. 2.20. Exemple de amplificatoare de audiofrecvenţă:

a, *b*, *c* — amplificatoare pentru proteze auditive; *d* — amplificator pentru un radioreceptor de buzunar; *e* — amplificator de 800 mW; *f* — idem, de 10 W; *g* — amplificator pentru un megafon; *h* — amplificator fără transformator de ieşire.



Arhiva digitala SaDAng

d. Exemple de scheme

În fig. 2.20 sînt prezentate cîteva exemple de amplificatoare de audiofrecvență.

În fig. 2.20, *a*, *b* și *c* sînt prezentate trei scheme de amplificatoare folosite pentru proteze auditive (ochelari pentru surzi). Prima [10] este o schemă simplă, cu trei amplificatoare *RC*. Etajele nu sînt prevăzute cu circuite de termostabilizare, deoarece se lucrează cu tensiune mică pe colectori (circa 1 V). Amplificarea schemei este de 60 dB, obținîndu-se la ieșire o putere de 0,4 mW. Consumul de curent este de 3,2 mA.

A doua schemă [4] cuprinde patru etaje *RC*. Se folosește o termostabilizare prin reacție negativă de tensiune. Ultimul etaj este prevăzut cu un comutator pentru reglajul în trepte al tonului.

A treia schemă [11] este construită tot cu patru etaje și cu circuit de corectare a tonului în etajul final.

În fig. 2.20, *d* [4] se prezintă schema unui amplificator de joasă frecvență utilizat la un radioreceptor de buzunar. La aceste aparate interesează în mod deosebit micșorarea consumului de curent de la baterie.

La transmisia muzicii sau a vorbei, profunzimea modulației nu atinge decît foarte rar valoarea nominală. Pentru acest motiv, se preferă, în general, amplificatoarele finale în clasă B la care consumul de curent este proporțional cu mărimea semnalului. Pentru a obține același avantaj într-un amplificator clasă A, se prevede un reglaj dinamic al punctului de funcționare care îl deplasează în funcție de mărimea semnalului. În schema 2.20, *d*, acest reglaj este realizat în modul următor. Se introduce în circuitul autotransformatorului de ieșire o înfășurare suplimentară care alimentează un detector construit cu dioda OA70. Componenta continuă negativă de tensiune, care este proporțională cu semnalul de la ieșirea etajului, se aplică prin rezistența de 2,2 kΩ pe baza tranzistorului. Această componentă va deplasa punctul mediu de funcționare astfel încît semnalele alternative amplificate să nu fie distorsionate. Această schemă realizează o economie de consum de 35% în raport cu un amplificator clasă A obișnuit, al cărui punct de funcționare fix se alege pentru semnalele maxime.

În fig. 2.20, *e* [4] se prezintă schema unui amplificator cu două etaje care poate asigura la ieșire o putere de 800 mW. Atacul tranzistorului de putere (OC15) se face de la un tranzistor de mică putere (OC71) printr-un transformator coborîtor cu un raport de 19:1. Rezistența ohmică a primarului acestui transformator trebuie să fie mai mică de 250 Ω, iar a secundarului, de 0,70Ω.. Prin reostatul de 500 Ω, conectat în baza tranzistorului final, se reglează regimul pentru a avea un curent de colector de 330 mA.

În fig. 2.20, *f* [4] este prezentată schema unui amplificator cu tranzistoare de putere conectate după schema în contratimp și care poate asigura în sarcină o putere de 10 W. Cînd etajul este atacat de alt tranzistor de putere, raportul de transformare al transformatorului de intrare trebuie să fie 3 : 1.

În fig. 2.20, *g* [12] se prezintă schema unui megafon portabil. Semnalul dat de microfonul electrodinamic se aplică prin intermediul unui potențiometru de reglaj al volumului pe baza primului tranzistor. Amplificatorul este compus din două etaje *RC* și un etaj final în contratimp.

Puterea nominală la ieșire este de 3 W, ajungînd să acopere o distanță de 400 m. Comutatorul K_1 permite reglarea tonului după vocea vorbitorului.

În fig. 2.20, *h* se arată schema unui amplificator cu trei etaje. Ultimul etaj, construit cu două tranzistoare simetrice (*pnp*, П13 А și *npn*, П9), nu necesită nici la intrare și nici la ieșire transformatoare de joasă frecvență. Lipsa transformatoarelor face posibilă micșorarea dimensiunilor și greutății aparatului.

3. Amplificatoare de radiofrecvență și de frecvență intermediară

a. Generalități

Etaje amplificatoare de frecvență înaltă se întîlnesc în compunerea radioreceptoarelor, emițătoarelor, generatoarelor de semnale etc.

Trecîndu-se de la gama frecvențelor audio la gama frecvențelor radio, în funcționarea tranzistoarelor apar efecte noi, care influențează performanțele etajelor și care trebuie avute în vedere la calculul și construcția lor. Aceste efecte se datoresc timpului de tranzit

al purtătorilor de sarcini prin cristalele semiconductoare și capacităților proprii.

Se știe că difuzia purtătorilor de sarcini în cristale se face mai lent decît deplasarea electronilor în tuburile electronice. Din această cauză, tranzistoarele încep să prezinte o inerție, la frecvențe mai mici decît tuburile electronice. Datorită acestei inerții, fiecare tranzistor este caracterizat de o frecvență limită (f_α) definită ca acea frecvență la care coeficientul de amplificare în curent α scade la 0,707 (3 dB) față de valoarea sa normală, considerată în cazul funcționării la frecvențe joase. Frecvența limită sau de tăiere se determină experimental și este indicată în mod obișnuit de cataloage.

Efectul timpului de tranzit se introduce în calcule prin parametrul α, care la frecvențe înalte este dat de relația

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j\frac{f}{f_\alpha}}, \qquad (2.20\ a)$$

sau în module:

$$|\alpha| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2}}. \qquad (2.20\ b)$$

În aceste formule s-a notat cu α_0 coeficientul de amplificare în curent la frecvențe joase.

Capacitățile interne ale tranzistorului se datoresc densităților de ioni negativi și pozitivi existenți în vecinătatea joncțiunilor, provenite din atomi acceptori și donori care au primit ori au eliberat electroni. Datorită acestor densități de sarcini, joncțiunile pot fi comparate cu niște condensatoare încărcate, cu deosebirea că joncțiunile sînt străbătute de curenți de convecție și ca atare prezintă și o rezistență ohmică. Deoarece densitățile de sarcini depind de tensiunile de polarizare ale joncțiunilor, și capacitățile lor depind de această tensiune după formula

$$C_j = AU^{-n}.$$

În această formulă s-a notat cu C_j capacitatea joncțiunii, A este o constantă care depinde de dimensiunile și proprietățile cristalelor, iar n este altă constantă care are valoarea cuprinsă între $\frac{1}{2}$ și $\frac{1}{3}$.

Mai importantă este capacitatea joncțiunii colector-bază care realizează un cuplaj nedorit între circuitul de colector și circuitul de bază în mod asemănător cu capacitatea anod-grilă a tuburilor triode. Datorită acestei capacități și a rezistenței colector-bază, în tranzistor există o reacție internă, supărătoare îndeosebi la etajele de înaltă frecvență care conțin circuite acordate la intrare și ieșire, pentru că înrăutățește caracteristica de frecvență a etajului și îngreuiază acordul acestor circuite pe frecvența de lucru.

Pentru a micșora efectul reacției interne în schemele amplificatoarelor de înaltă frecvență se folosesc circuite de neutrodinare.

Tranzistoarele se pot conecta ca și la amplificatoarele de joasă frecvență în schema *EC* și *BC*. Și în acest caz, amplificarea maximă în putere a semnalelor se obține prin adaptarea impedanței de ieșire a unui etaj cu impedanța de intrare a etajului următor.

Adaptarea se realizează mai greu la schema *BC*, la care raportul între rezistența de ieșire și cea de intrare este foarte mare. La schema *EC*, adaptarea se realizează mai ușor. Această schemă este avantajoasă și pentru amplificarea mare în putere, pe care o realizează, și din această cauză este foarte des folosită în practică.

Totuși, frecvența limită în cazul schemei *EC* este mult mai mică decît la schema *BC* și nu totdeauna este posibilă folosirea acestei scheme. Mai trebuie menționat că și neutralizarea reacției interne se face cu atît mai greu cu cît tranzistorul lucrează la o frecvență mai apropiată de f_α.

În practică se recomandă ca frecvența de lucru să fie de 5 pînă la 10 ori mai mică decît frecvența de tăiere f_α. De exemplu, pentru amplificatoarele de frecvență intermediară de 465 kHz este indicat să se folosească tranzistoare avînd $f_\alpha > 5$MHz (SF-T 106, SF-T 107, SF-T 108, П 401 etc.).

Analiza și calculul etajelor de înaltă frecvență [6] se fac înlocuind tranzistorul cu schema sa echivalentă în П ca în fig. 2.21, în care sînt indicate și valorile uzuale ale parametrilor.

În această schemă *b*, *c*, *e* sînt conexiunile exterioare ale tranzistorului, $g_m U_{b'e}$ reprezintă un generator de curent constant. Conductanța g_m se mai numește și panta tranzistorului.

Arhiva digitala SaDAng

Schema în Π se înlocuieşte în mod obişnuit printr-un alt circuit echivalent mai simplu (fig. 2.22).

Această schemă poate fi mult mai uşor folosită pentru calculul circuitului de neutrodinare

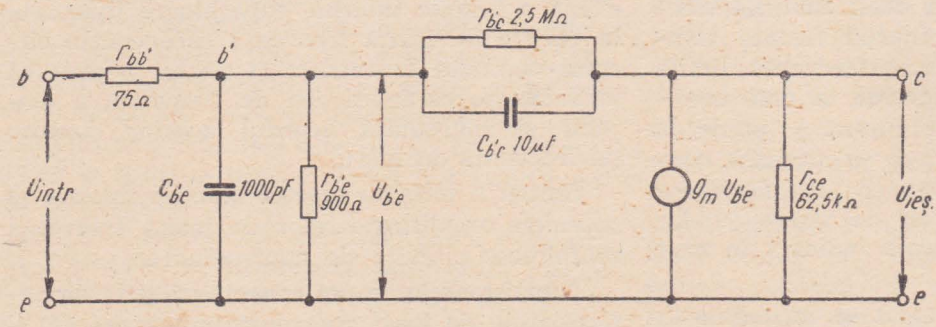


Fig. 2.21. Schema echivalentă în Π a tranzistorului pentru frecvenţe înalte.

şi al circuitelor acordate conectate la intrarea şi ieşirea tranzistorului.

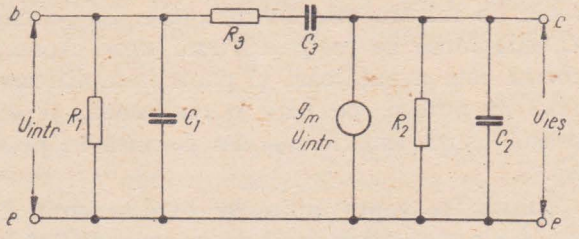


Fig. 2.22. Schema echivalentă simplificată, în Π a tranzistorului pentru frecvenţe înalte.

Parametrii corespunzători: R_1, R_2, R_3, C_1, C_2, C_3 se pot calcula în funcţie de parametrii schemei în Π, aşa cum se arată în paragraful următor.

b. Neutrodinarea

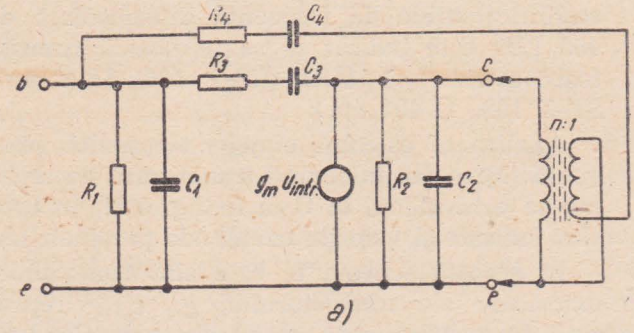
Rezistenţa R_3 şi condensatorul C_3 în schema din fig. 2.22 constituie circuitul de reacţie internă, creînd cuplajul nedorit între intrarea şi ieşirea tranzistorului.

Eliminarea reacţiei interne se realizează printr-un circuit exterior R_4C_4 numit circuit de neutrodinare. Dacă prin circuitul de neutrodinare se aduce la intrarea tranzistorului un semnal de tensiune egal cu cel introdus prin circuitul de reacţie internă R_3C_3, dar în antifază, cele două semnale se anulează reciproc şi tranzistorul devine unidirecţional. Schema de neutrodinare şi schema echivalentă a tranzistorului neutrodinat sînt arătate în fig. 2.23, *a* şi *b*.

Cînd raportul de transformare al transformatorului conectat la ieşire este 1 : 1, atunci circuitul de neutrodinare se calculează cu formulele $R_4=R_3$ şi $C_4=C_3$ (valorile uzuale fiind 1,8 kΩ şi 10 pF). Pentru un raport oarecare de transformare $n\neq1$, circuitul de neutrodinare se calculează cu formulele $R_4=\frac{R_3}{n}$ şi $C_4=nC_3$. Elementele componente ale schemei echivalente din fig. 2.23, *b* se calculează cu formulele

$$R_1=r_{bb'}+r_{b'e}\frac{r_{b'e}+r_{bb'}}{r_{b'e}+r_{bb'}+\omega^2(C_{b'e}+C_{b'c})^2r^2_{b'e}r_{bb'}}; \quad (2.21)$$

$$C_1=\frac{C_{b'e}+C_{b'c}}{\left(1+\frac{r_{bb'}}{r_{b'e}}\right)^2+\omega^2(C_{b'e}+C_{b'c})\,r^2_{bb'}}; \quad (2.22)$$



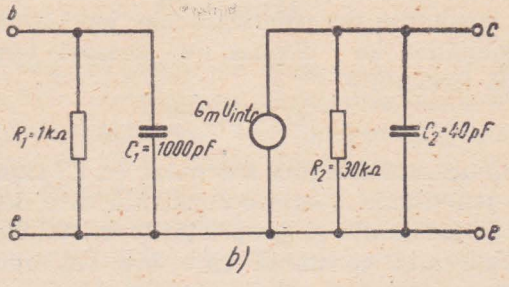


Fig. 2.23. Circuitul de neutrodinare al tranzistorului (*a*); Schema echivalentă a tranzistorului neutrodinat (unidirecţional) (*b*).

$$\frac{1}{R_2} = g_{ce} + g_{b'c} + g_m \frac{g_{b'c}(g_{bb'} + g_{b'e}) + \omega^2 C_{b'e} C_{b'c}}{(g_{bb'} + g_{b'e})^2 + \omega^2 C^2_{b'e}}; \quad (2.23)$$

$$C_2 = C_{b'c}\left[1 + \frac{g_m (g_{bb'} + g_{b'e})}{(g_{bb'} + g_{b'e})^2 \omega^2 C^2_{b'e}}\right]; \quad (2.24)$$

$$R_3 = r_{bb'}\left(1 + \frac{C_{b'e}}{C_{b'c}}\right) + \frac{1 + \frac{r_{bb'}}{r_{b'e}}}{r_{b'e}\omega^2 C^2_{b'e}}; \quad (2.25)$$

$$C_3 = \frac{C_{b'e}}{1 + \frac{r_{bb'}}{r_{b'e}} - \frac{r_{bb'}}{r_{b'c}} \cdot \frac{C_{b'e}}{C_{b'c}}}; \quad (2.26)$$

$$G_m = \frac{g_m}{\sqrt{\left[1 + \frac{r_{bb'}}{r_{b'e}}\right]^2 + [r_{bb'}\omega(C_{b'e} + C_{b'c})]^2}}. \quad (2.27)$$

În aceste formule, s-au notat cu g conductanţele corespunzătoare rezistenţelor cu aceiaşi indici.

Trebuie remarcat că în schema echivalentă a tranzistorului unidirecţional, R_1 şi C_1 reprezintă rezistenţa, respectiv capacitatea de intrare, iar R_2 şi C_2 reprezintă rezistenţa şi capacitatea de ieşire a tranzistorului.

Uneori în practică în circuitul de neutrodinare se foloseşte numai condensatorul C_4 şi se elimină rezistenţa R_4. În acest caz, reacţia internă este micşorată dar nu eliminată complet.

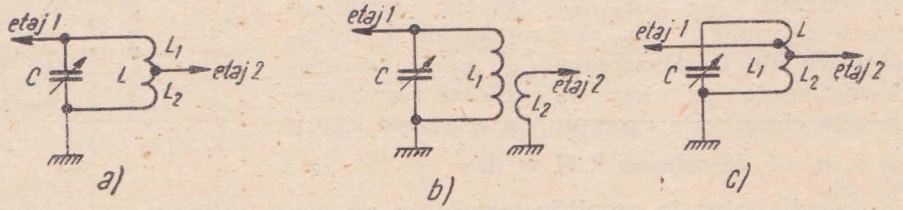


Fig. 2.24. Cuplajul între etaje amplificatoare de înaltă frecvenţă printr-un singur circuit acordat.

c. Amplificatoare de radiofrecvenţă şi de frecvenţă intermediară

Valorile uzuale ale parametrilor unui tranzistor amplificator de frecvenţă intermediară sînt arătate în fig. 2.23. În cazul unui amplificator de radiofrecvenţă compus din mai multe etaje identice avînd ca sarcină circuite acordate, pentru $R_1 \approx 1$ kΩ şi $R_2 \approx 30$ kΩ se poate calcula pentru fiecare etaj amplificarea maximă care se realizează la adaptarea rezistenţelor. C_1 şi C_2 se consideră înglobate în condensatoarele circuitelor acordate.

În cazul cuplajului prin transformatoare de înaltă frecvenţă, raportul de transformare pentru adaptare se calculează cu formula

$$n = \frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{30\text{ kΩ}}{1\text{ kΩ}}} \approx 5{,}5. \quad (2.28)$$

Rezistenţa echivalentă de sarcină a unui etaj este $R_s = \frac{30\text{ kΩ}}{2} = 15$ kΩ, deoarece ea se compune din două rezistenţe de 30 kΩ în paralel (rezistenţa de ieşire a etajului considerat şi rezistenţa de intrare a etajului următor adaptată prin transformatorul de cuplaj).

Amplificarea în tensiune este dată de formula

$$A_u = g_m R_s = 35 \times 10^{-3} \times 15 \times 10^3 \approx 525.$$

În secundarul transformatorului de cuplaj, tensiunea scade de $n = 5{,}5$ ori, deci amplificarea maximă în tensiune este $\frac{525}{5{,}5} = 95$ ori. În realitate, dacă se ţine seamă şi de rezistenţele de pierderi ale circuitelor acordate, această cifră se micşorează cu 10 pînă la 20%.

Amplificatoarele de radiofrecvenţă şi de frecvenţă intermediară folosesc ca sarcină circuite acordate formate dintr-un singur circuit sau din două circuite cuplate.

În calculul şi construcţia acestor amplificatoare se urmăreşte realizarea a două cerinţe de bază: obţinerea amplificării maxime pentru fiecare etaj şi o anumită selectivitate.

Amplificarea maximă se obţine calculînd astfel circuitele acordate încît ele să realizeze adaptarea rezistenţelor de ieşire cu rezistenţele de intrare ale etajelor următoare.

Selectivitatea impusă se realizează cuplînd astfel tranzistoarele la circuitele acordate, încît să rezulte un factor de calitate echivalent Q_{ech} dat de relaţia

$$Q_{ech} = \frac{f_0}{2\Delta f}, \quad (2.29)$$

în care f_0 este frecvenţa de lucru a amplificatorului, iar $2\Delta f$, lăţimea benzii de frecvenţă care trebuie amplificată, fără ca amplificarea să scadă cu mai mult de 3 dB.

Cuplajul între etaje [4, 8] se poate face printr-un singur circuit acordat (fig. 2.24 *a*, *b*, *c*) sau prin două circuite cuplate (fig. 2.25).

Arhiva digitala SaDAng

Pentru neutrodinarea etajelor cu un circuit se preferă schema 2.24, *b* în care de pe bobina L_2 se poate obține tensiunea în antifază, necesară, compensării reacției interne.

Adaptarea schemelor cu un circuit se realizează cuplînd cele două etaje la circuit, astfel

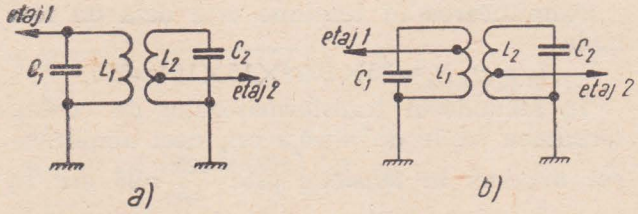


Fig. 2.25. Cuplajul între etaje amplificatoare de înaltă frecvență prin două circuite acordate, cuplate.

încît rezistența de ieșire a etajului precedent, adusă în paralel pe circuit cu formula $R'_{ieș} = n_1^2 R_{ieș}$ și rezistența de intrare în etajul următor, adusă de asemenea în paralel pe circuit cu formula $R'_{intr} = n_2^2 R_{intr}$, să fie egale. În aceste formule n_1 și n_2 sînt rapoartele de transformare ale transformatoarelor sau autotransformatoarelor prin care se cuplează tranzistoarele la circuit. De exemplu, la schemele 2.24, *a* și *b*, $n_1 = 1$, la schema 2.24, *c*, $n_1 = \frac{L_1}{L}$.

Selectivitatea în amplificatoarele cu un circuit se apreciază după factorul de calitate echivalent al circuitului. Acesta se calculează din schema echivalentă a circuitului în care se ține seama de factorul de calitate în gol ($Q_{go'}$) și de amortizările introduse de rezistențele etajelor conectate la circuit. În practică pentru etaje folosite în gama undelor medii și lungi sau în etaje de frecvență intermediară se folosesc inductanțe bobinate pe miezuri de ferocart sau toruri de ferită, cu un factor de calitate Q_{gol} cuprins între 90—150. Datorită amortizărilor introduse de tranzistoare, factorul de calitate Q_{ech} se reduce la o valoare de ordinul a 50, la care se obține o bandă a frecvențelor audio de 4—5 kHz, suficientă pentru o audiție normală. Schema din fig. 2.24, *c* permite alegerea prizelor de conectare a tranzistoarelor pentru ca să se realizeze în același timp și adaptarea, și selectivitatea impusă.

O selectivitate mai bună se obține utilizînd două circuite acordate cuplate (fig. 2.25). Adaptarea, în acest caz, se realizează după același principiu. Se stabilește schema echivalentă a circuitelor, rezistențele de intrare și de ieșire ale tranzistoarelor sînt aduse în paralel ținîndu-se seamă de valoarea reactanțelor de cuplaj și apoi se pune condiția să fie egale.

Selectivitatea etajului se apreciază din curba de rezonanță a circuitelor cuplate care se construiește cunoscîndu-se factorii de calitate în gol ai circuitelor și amortizările introduse.

d. Exemple de scheme

În fig. 2.26, *a* este dată o schemă simplă de etaj amplificator de înaltă frecvență care se întîlnește des în radioreceptoarele cu amplificare directă destinate recepției posturilor din gamele undelor medii și lungi. Rezistența de 2 kΩ conectată în circuitul de alimentare reprezintă o sarcină în curent continuu care fixează punctul mediu de funcționare într-o regiune în care coeficientul β (amplificarea în curent) este maxim și în același timp reduce consumul de curent al etajului. Deoarece tranzistorul lucrează cu tensiune mică pe colector, nu este prevăzut circuit de termostabilizare.

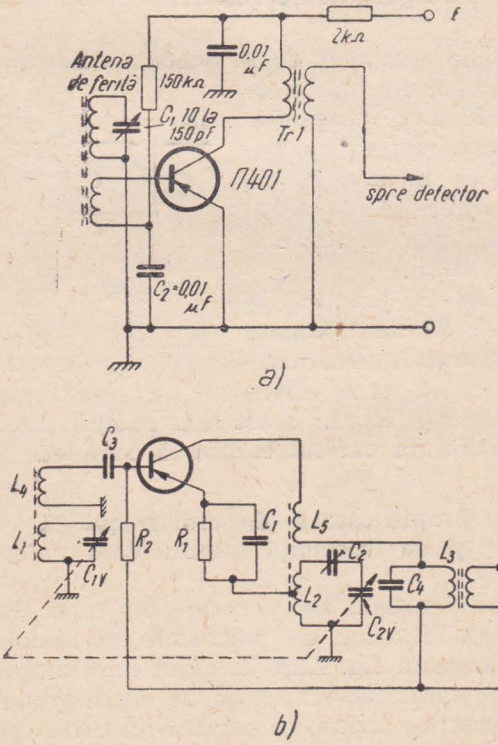


Fig. 2.26. Exemple de amplificatoare de frecvență înaltă și intermediară:

a — amplificator de radiofrecvență pentru radioreceptoare; *b* — amplificator de radiofrecvență sau de frecvență intermediară.

Sarcina etajului este un transformator de înaltă frecvenţă $Tr1$, prin care se realizează adaptarea cu etajul următor.

Schema din fig. 2.26, *b* se foloseşte pentru etajele de înaltă frecvenţă şi de frecvenţă intermediară. Acordul pe frecvenţa de lucru se realizează prin condensatoarele variabile C_1 şi C_2. Inductanţele L_1 şi L_2 se bobinează pe o antenă de ferită. În acelaşi timp se prevede posibilitatea conectării unei antene exterioare cuplată capacitiv cu circuitul oscilant. Schema este prevăzută cu circuit de termostabilizare şi de neutrodinare.

4. Amplificatoare de curent continuu

a. Generalităţi

Amplificatoarele de curent continuu se utilizează în maşini de calculat analogice, în sisteme urmăritoare, în telemăsurători, în aparate de măsurat, în deosebi la măsurarea mărimilor neelectrice cu ajutorul mărimilor electrice. Se mai întîlnesc uneori în schemele televizoarelor şi în schemele de reglare automată a amplificării din radioreceptoare.

Aceste amplificatoare trebuie să permită trecerea componentelor de curent continuu şi a unor componente de frecvenţă foarte joasă.

Cerinţa de bază a amplificatoarelor de curent continuu este stabilitatea nulului, înţelegîndu-se prin aceasta stabilitatea componentelor de curent în punctul de repaus.

Din acest punct de vedere la schemele cu tranzistoare apar dificultăţi suplimentare care se datoresc următoarelor cauze:

— variaţiei parametrilor tranzistoarelor cu temperatura, îndeosebi a rezistenţei r_c şi a curentului I_{CB0} (I_{CB0} variază aproximativ cu 10% la fiecare grad Celsius);

— variaţiei parametrilor în timp; sînt cazuri în care s-au observat variaţii ale parametrilor cu 20—25% după 5 000 ore de funcţionare;

— variaţiei parametrilor după conectarea surselor de alimentare; cînd apar componentele continue ale curenţilor, temperatura joncţiunilor începe să crească; pînă la echilibrul termic, care se realizează la egalarea energiei pierdută în tranzistor cu energia disipată sub formă de căldură, se observă o creştere lentă a curentului de colector şi o variaţie a parametrilor tranzistorului;

— variaţiilor parametrilor tranzistoarelor de la exemplar la exemplar, care pot ajunge la ±50%, ceea ce îngreuiază producţia şi reglajul de serie al aparatelor, fiecare amplificator trebuie reglat separat.

Tranzistoarele sînt mai puţin stabile decît tuburile electronice, factorii principali de nestabilitate fiind I_{CB0} şi r_c.

b. Amplificatoare de curent continuu [14]

La amplificatoarele de curent alternativ, punctul mediu de funcţionare trebuie să fie oarecum stabil, pentru ca variaţia parametrilor interni ai tranzistorului să nu înrăutăţească performanţele etajului — amplificarea şi fidelitatea. La amplificatoarele de curent continuu, stabilitatea punctului de funcţionare este o cerinţă foarte riguroasă, deoarece orice fluctuaţie a acestuia se suprapune peste semnalele utile, denaturîndu-le.

Stabilitatea unui amplificator de curent continuu se apreciază cu ajutorul parametrului S definit prin raportul [14]

$$S = \frac{dI_S}{dI_{CB0}} = \frac{\text{variaţia curentului în circuitul sarcinii}}{\text{variaţia curentului rezidual}}. \tag{2.30}$$

Alegerea schemei de alimentare şi a rezistenţelor din circuite se face pentru a obţine o nestabilitate cît mai mică a nulului la ieşire cînd variază condiţiile exterioare. În acest scop se utilizează reacţiile negative de tensiune şi de curent care au fost deja arătate în § 2.1.

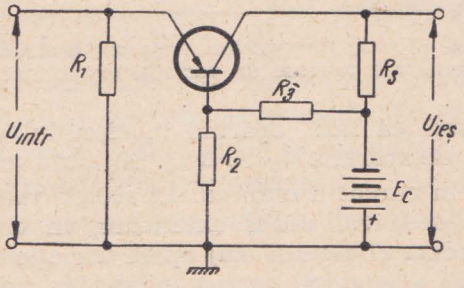


Fig. 2.27. Amplificator de curent continuu în schema *BC* cu stabilizare prin reacţie negativă de curent.

Totuşi, mărind reacţia negativă pentru a obţine o cît mai bună stabilitate a nulului, scade corespunzător şi amplificarea etajului. Mai avantajoasă este schema *BC*, care este mult mai stabilă decît schemele *EC* şi *CC* şi în care

Arhiva digitala SaDAng

reacția negativă aplicată, pentru a limita variațiile curentului rezidual I_{CB0}, nu constituie o reacție negativă pentru semnalul util (fig. 2.27).

Amplificarea în tensiune în această schemă este dată de relația

$$A_u = \frac{\alpha R_S}{R_b + (1-\alpha) r_e}, \text{ în care } R_b = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}.$$

Pentru a se putea utiliza schemele *EC* care asigură o amplificare mai mare, obținînd în același timp o bună stabilitate a nulului, se folosesc diferite metode de compensare.

c. Metode de compensare [14]

Metoda compensării reciproce. Principiul acestei metode poate fi urmărit în fig. 2.28.

Ca urmare a nestabilității tranzistorului T_1, în circuitul de colector apare variația de curent $S_1 \Delta I_{c_1}$, S_1 fiind factorul de nestabilitate al primului etaj, iar ΔI_{c_1}, variația curentului rezidual I_{CE0} al primului tranzistor. Această variație de curent, aplicată la intrarea tranzistorului T_2 în schema *EC*, este amplificată și

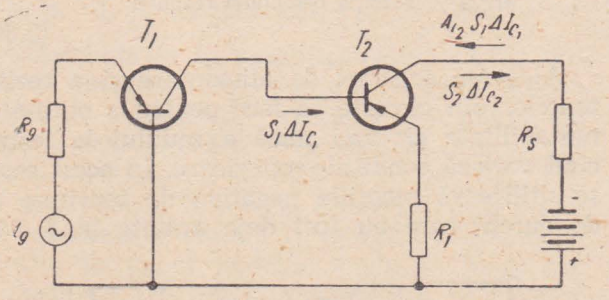


Fig. 2.28. Metoda compensării reciproce a fluctuațiilor de curent produse de variația temperaturii.

inversată ca fază, apărînd în circuitul de colector de mărime $A_{i_2} S_1 \Delta I_{c_1}$, A_{i_2} fiind amplificarea în curent a etajului. În același timp, datorită acelorași cauze exterioare, în circuitul de sarcină al acestui etaj apare variația de curent $S_2 \Delta I_{c_2}$ avînd sensul indicat în fig. 2.28.

Variația de curent rezultantă va fi

$$\Delta I_S = S_2 \Delta I_{c_2} - A_{i_2} S_1 \Delta I_{c_1},$$

de unde se observă că pentru stabilizare perfectă este necesar ca $S_2 \Delta I_{c_2} = A_{i_2} S_1 \Delta I_{c_1}$, iar sensurile celor doi curenți să fie opuse. Dacă cele două etaje sînt construite cu tranzistoare de același tip *npn* sau *pnp*, se pot face următoarele combinații de scheme.

Etaj 1	Etaj 2
BC	*EC*
EC	*EC*
BC	*CC*
EC	*CC*
CC	*BC*

Dezavantajul principal al acestei scheme este că se reglează greu pentru o compensare completă.

Compensarea de temperatură prin elemente neliniare. Ca element de compensare se folosește o rezistență neliniară: termistor, diodă semiconductoare sau tranzistor (r din fig. 2.29).

Rezistența neliniară r constituie sarcina primului etaj. La creșterea temperaturii cînd prin circuitul de colector apare o variație de curent, rezistența r își micșorează valoarea în mod corespunzător, menținînd la bornele ei aceeași

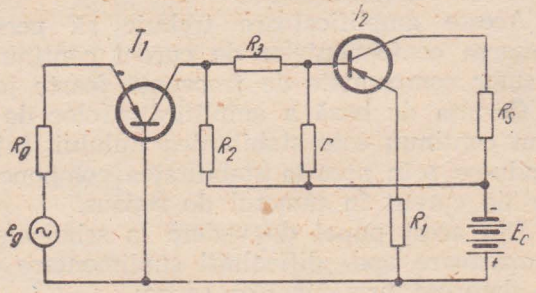


Fig. 2.29. Metoda compensării prin rezistență neliniară.

cădere de tensiune. Caracteristica $r=f(T)$ se determină experimental înlocuind rezistența r cu un reostat și determinînd valoarea necesară compensării la diferite temperaturi.

Compensarea prin scheme în balans. Principiul acestei metode se arată în fig. 2.30. Semnalul util se aplică la bornele de intrare *a-b* cu polaritate opusă pe bazele celor două tranzistoare. Curenții produși de semnalul util în circuitele de colector au sensuri opuse. Căderile de tensiune pe rezistențele R_4 și R''_4 se însumează, iar la bornele rezistenței de sarcină apare un semnal rezultant.

Variațiile de curent datorite nestabilității tranzistoarelor dau căderi de tensiune de semne contrare pe R_4' și R_4'' și nu apar la bornele rezistenței de sarcină R_s. Pentru a regla simetria schemei este prevăzut potențiometrul P.

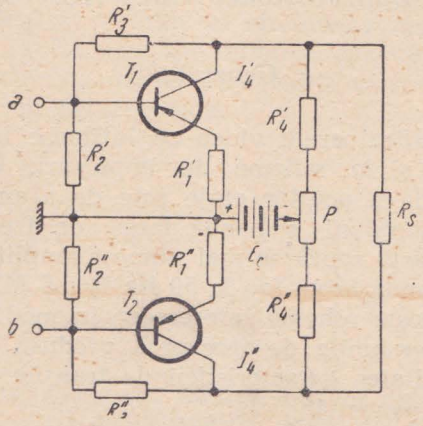


Fig. 2.30. Metoda compensării prin scheme în balans.

Această metodă este mai eficace decît cele prezentate anterior.

Metoda transformării curentului continuu în impulsuri. Se știe că amplificatoarele de curent alternativ sînt mai stabile decît cele de curent continuu. Pentru a folosi acest avantaj, semnalele de curent continuu sînt întrerupte în ritm de impulsuri, se amplifică în această formă și apoi se transformă din nou prin redresare în curent continuu. Principiul acestei metode se poate urmări în fig. 2.31. Tranzistoa-

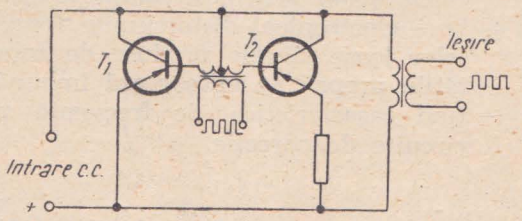


Fig. 2.31. Principiul transformării semnalelor de curent continuu în impulsuri.

rele se deschid în ritmul impulsurilor aplicate pe bază. Acestea sînt modulate de componenta continuă a semnalului aplicat între emitor și colector. Al doilea tranzistor este folosit pentru compensarea fluctuațiilor produse de variațiile de temperatură.

În amplificatoarele de semnale alternative nu se mai iau măsuri deosebite împotriva fluctuației nulului, dar această problemă rămîne pentru schimbătorul însuși.

Ca și la amplificatoarele de curent continuu cu tuburi electronice, este important să se folosească surse de alimentare cît mai stabilizate.

d. Exemple de scheme

În fig. 2.32 sînt arătate trei scheme de amplificatoare de curent continuu care folosesc etaje în balans [14].

Schema din fig. 2.32, *a* realizează o amplificare în tensiune de 140. Rezistența de intrare este de 105 Ω, iar rezistența de ieșire 26 kΩ Fluctuațiile de tensiune raportată la intrare este de 0,42 mV la o variație a temperaturii de la −40°C la +60°C.

În schema din fig. 2.32, *b* se obțin următoarele rezultate: amplificarea în tensiune 18, amplificarea în putere 130, rezistența de intrare 4,3 kΩ, rezistența de ieșire 11 kΩ.

Fluctuația de tensiune este de 10 mV la o variație a temperaturii de la −40°C la +50°C.

În fig. 2.32, *c* se prezintă schema unui amplificator de curent continuu cu două etaje. În primul etaj, tranzistoarele T_1 și T_2 sînt conectate cu emitorul comun, iar în etajul al doilea tranzistoarele T_3 și T_4 sînt conectate cu colectorul comun.

Amplificatorul este destinat să mărească sensibilitatea microampermetrului pentru măsurarea unor variații slabe de intensitate luminoasă aplicate unui fotoelement.

Performanțele amplificatorului sînt următoarele: amplificarea în curent 1 000, amplificarea în putere 30 000, rezistența de intrare 10 kΩ

Fluctuația de curent la intrare este de 0,01 μA la o variație a temperaturii între +13 și +30°C.

Tranzistoarele trebuie să nu difere cu mai mult de 3% din punct de vedere al coeficientului de amplificare în curent β și 10% din punct de vedere al curentului rezidual $I_{C_{t_0}}$.

Arhiva digitala SaDAng

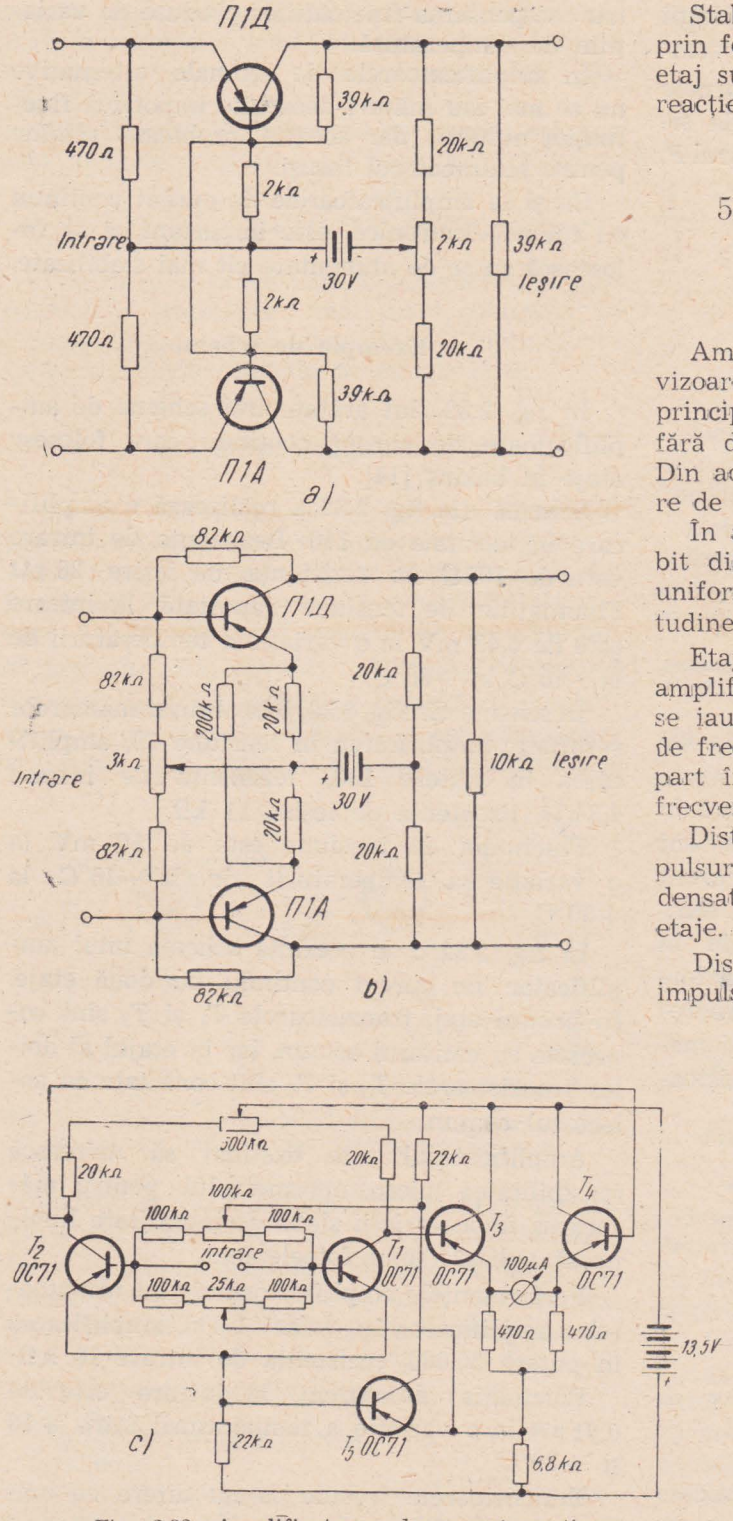


Fig. 2.32. Amplificatoare de curent continuu:
a — amplificator cu A_u =140;
b — amplificator cu A_u =18;
c — amplificator de curent continuu pentru un fotoelement.

Stabilitatea foarte bună se obține nu numai prin folosirea schemei în balans, ci și printr-un etaj suplimentar de amplificare în circuitul de reacție negativă (tranzistorul T_5).

5. Amplificatoare video [15, 16]

a. Generalități

Amplificatoarele video se întîlnesc în televizoare și în scheme de impulsuri. Cerința principală a acestor etaje este de a amplifica fără distorsiuni o bandă largă de frecvențe. Din această cauză se mai numesc amplificatoare de bandă largă (de la 50 Hz la 5,5 MHz).

În aceste scheme interesează în mod deosebit distorsiunile de frecvență produse de neuniformitatea caracteristicii de transfer amplitudine-frecvență.

Etajele video se construiesc după schemele amplificatoarelor de audiofrecvență *RC*, în care se iau măsuri pentru corectarea caracteristicii de frecvență. Distorsiunile de frecvență se împart în două grupe: de frecvențe joase și de frecvențe înalte.

Distorsiuni ale frecvențelor joase sau ale impulsurilor foarte lungi sînt produse de condensatoare și transformatoare de cuplaj între etaje.

Distorsiuni ale frecvențelor înalte sau ale impulsurilor scurte (ale fronturilor) sînt produse de capacitățile proprii ale tranzistoarelor și montajelor și de timpul de difuzie în bază (inerția tranzistoarelor).

Ca și în schemele similare cu tuburi electronice, distorsiunile frecvențelor joase și cele produse de capacitățile proprii se micșorează îmbunătățind caracteristica de frecvență prin circuite de corecție.

b. Micșorarea distorsiunilor [15]

Micșorarea distorsiunilor de frecvență prin circuite de corecție. Principiul utilizării circuitelor de corecție constă în compensarea reactanțelor capacitive, aflate în serie sau în paralel cu rezistențele tranzistoarelor, prin

bobine conectate de asemenea în serie sau paralel. Se realizează astfel circuite oscilante paralele sau serie, a căror frecvență de rezonanță este astfel aleasă încît să corecteze caracteristica de frecvență a etajului (fig. 2.33) în domeniul frecvențelor joase (f_j) și al frecvențelor înalte (f_i).

Factorul de calitate al circuitelor rezonante trebuie să fie egal cu unitatea sau ceva mai mare, pentru a nu se mări neuniformitatea caracteristicii de frecvență.

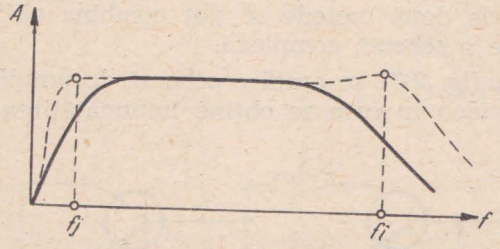


Fig. 2.33. Corectarea caracteristicii de frecvență la amplificatoarele video.

În fig. 2.34 se arată cîteva exemple de circuite de corecție.

Schemele *a* și *b* din fig. 2.34 folosesc ca element de corecție cu bobina *L* conectată în paralel sau în serie cu rezistența de intrare în etajul următor. Se formează astfel un circuit oscilant paralel sau serie, a cărui frecvență de rezonanță se alege pentru corecția caracteristicii de frecvență, așa cum s-a arătat în fig. 2.33.

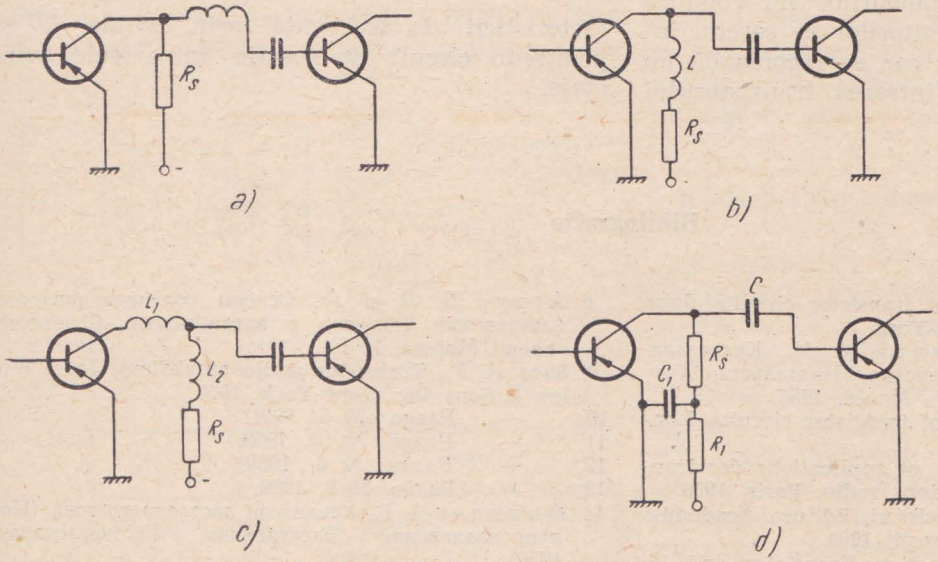


Fig. 2.34. Exemple de circuite de corecție:
a, *b* — scheme de corecție cu bobină serie sau paralel; *c* — corecție combinată serie-paralel; *d* — corecție pentru frecvențele joase.

Schema din fig. 2.34, *c* în care se folosește o corecție combinată serie-paralel permite în același timp realizarea adaptării între impedanța de ieșire a primului etaj și impedanța de intrare în etajul următor.

În schema din fig. 2.34, *d* se prezintă un circuit de corecție în domeniul frecvențelor joase la care condensatorul de cuplaj *C* avînd o reactanță mare micșorează tensiunea aplicată la intrarea etajului următor. Grupul de corecție format din rezistența R_1 și condensatorul C_1 mărește impedanța de sarcină a etajului precedent, făcînd să crească tensiunea de ieșire. Deci, în măsura în care condensatorul *C* tinde să micșoreze tensiunea aplicată etajului următor, grupul R_1C_1 tinde să o mărească.

Micșorarea distorsiunilor datorite inerției tranzistoarelor. Principiul micșorării distorsiunilor produse de procesul difuziei în bază constă în a varia fluxul de purtători minoritari injectați în bază după forma impulsurilor. Parametrii schemelor se aleg astfel încît la amplitudini egale ale impulsurilor să se injecteze în bază cu atît mai mulți purtători minoritari cu cît frontul impulsului este mai mic. În acest caz, din cauza distribuției neuniforme de purtători de sarcini electrice în bază, se nasc cîmpuri accelerat oare și se produce o creștere mai pronunțată a curentului de colector, micșorîndu-se timpul de stabilire a impulsului (frontul). Cînd frontul impulsului de amplificat este mai mare, procesul de difuzie este invers.

Această metodă se poate folosi în oricare din schemele de conectare ale tranzistoarelor. Un exemplu este arătat în fig. 2.35.

Grupul R_0C_0 din emitorul tranzistorului este astfel ales încît să se realizeze o reacție negativă de curent care mărește rezistența de intrare a etajului. Condensatorul C_0, de valoare nu prea mare, face ca reacția să depindă de forma impulsului. În cazul impulsurilor cu

Arhiva digitala SaDAng

front mic, reacţia negativă se micşorează, rezistenţa de intrare scade şi în bază se injectează o densitate mai mare de purtători de sarcină, şi invers.

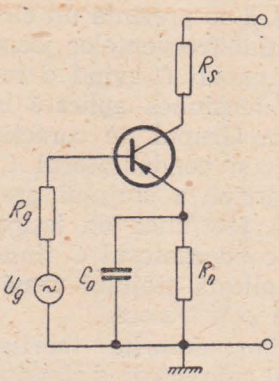


Fig. 2.35. Corecţia frontului impulsurilor prin circuit de reacţie complexă R_0C_0.

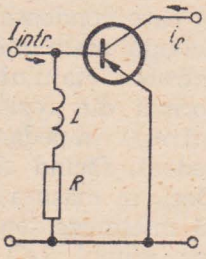


Fig. 2.36. Corecţia frontului impulsurilor prin distribuţia variabilă a curentului de intrare realizată prin circuitul LR.

Dacă etajul precedent are rezistenţa de ieşire mare (R_g mare, v. fig. 2.35), utilizarea circuitului de reacţie complexă R_0C_0 nu este eficace, deoarece variaţia rezistenţei de intrare în raport cu forma impulsurilor nu conduce la variaţia cantităţii purtătorilor de sarcini injectaţi în bază. În acest caz se recomandă un circuit LR conectat la intrarea tranzistorului care şuntează mai mult sau mai puţin rezistenţa de intrare a tranzistorului funcţie de forma impulsului (fig. 2.36).

La aplicarea impulsurilor de curent la intrare, injecţia în bază este mai mare cînd impulsurile au fronturi mici, deoarece circuitul de şuntare LR prezintă o impedanţă mai mare. La aplicarea impulsurilor care variază lent, acest circuit şuntează intrarea tranzistorului în care se injectează un număr mai mic de purtători minoritari.

Cele două metode se pot combina obţinîndu-se o schemă complexă.

În fig. 2.37 se arată o schemă de amplificator video în care se obţine îmbunătăţirea caracteristicii de frecvenţă prin bobina L şi printr-un circuit de reacţie între cele două etaje.

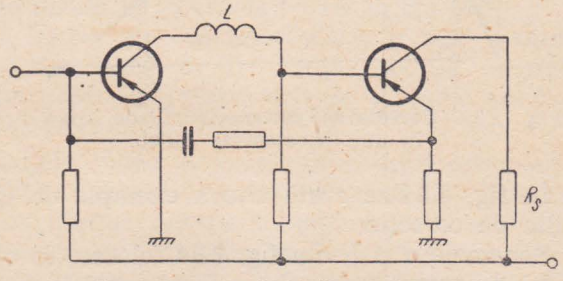


Fig. 2.37. Corecţia prin bobină şi circuit de reacţie.

Bibliografie

1. *Shea R. F.*, Principles of transistor circuits, John Wiley & Sons Inc., New-York.
2. Гуревич И. Г., Симкин М. М., Кристаллический триод и его применение, Издательство Академии Наук, Б. С. С. Р., Минск, 1957.
3. *Amos S. W.*, Principles of transistor circuits, London, 1959.
4. *Schreiber H.*, Téchnique et applications des transistores, Société des éditions radio, Paris, 1958.
5. *Buznea D.*, Curs de tranzistori, Editura Academiei Militare Generală, Bucureşti, 1960.
6. *Wolfendale E.*, The Junction Transistor and its applications, London, 1958.
7. *Vasseur I. P.*, Propriétés et applications des transistors, Paris, 1958.
8. Артур В. Л. и др. Основы полупроводниковой электроники (перевод с английского), Советское радио, Москва, 1958.
9. *Shea R. F.*, Transistor audio amplifiers, John Wiley & Sons Inc., New-York, 1955.
10. — Радио, № 5, 1961.
11. — Радио, № 10, 1959.
12. — Радио, № 8, 1959.
13. — Радио, № 9, 1959.
14. Филипов А. Г., Усилители постоянного тока (Полупроводниковая Электроника, Госэнергоиздат, 1959).
15. Агаханян Т. М., Видеоусилители на полупроводниковых триодах (Полупроводниковая Электроника, Госэнергоиздат, 1959).

III

Oscilatoare cu tranzistoare

1. Oscilatoare sinusoidale *LC*

a. Generalităţi

Oscilatoarele sinusoidale *LC* se întîlnesc în schemele radioreceptoarelor superheterodină, în emiţătoare, în generatoare de semnale, în echipamente telefonice de curenţi purtători etc.

După principiul de construcţie, aceste scheme se împart în două grupe: oscilatoare cu rezistenţă negativă şi oscilatoare cu reacţie [1].

În fig. 3.1, *a* se prezintă schema-bloc a oscilatoarelor cu rezistenţă negativă (*RN*). Se ştie că tranzistoarele cu contacte punctiforme, în anumite scheme, prezintă la intrare sau la ieşire o rezistenţă negativă. Asociind unei astfel de scheme un circuit selectiv serie sau paralel, rezistenţa negativă poate compensa rezistenţa pozitivă a circuitului, creîndu-se oscilaţii întreţinute.

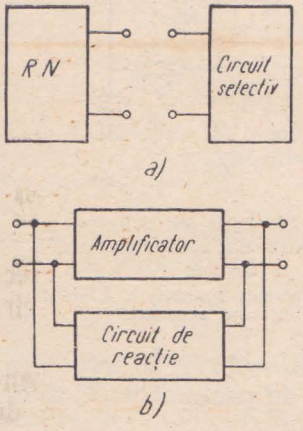


Fig. 3.1. Principiul de alcătuire a schemelor de oscilatoare cu tranzistoare:
a — cu rezistenţă negativă;
b — cu reacţie.

În fig. 3.1, *b* se prezintă schema-bloc a oscilatoarelor cu reacţie. În aceste scheme se folosesc tranzistoare cu joncţiuni şi un circuit de reacţie care, cuplînd ieşirea cu intrarea tranzistorului, realizează condiţia de autoexcitaţie.

Schemele cu rezistenţă negativă se mai numesc oscilatoare dipol şi sînt similare cu oscilatoarele cu tuburi electronice care folosesc efectul dinatron. Schemele cu circuit de reacţie se mai numesc oscilatoare cuadripol şi sînt similare oscilatoarelor cu tuburi Hartley, Colpitts şi cu reacţie prin inducţie mutuală (*M*).

b. Oscilatoare cu rezistenţă negativă [1, 2]

Tranzistoarele cu contacte punctiforme, în schemă *BC*, avînd o amplificare normală în curent $\alpha = 2 \ldots 3$, pot realiza cu uşurinţă rezistenţe negative.

În fig. 3.2 sînt arătate trei scheme cu tranzistoare cu contacte punctiforme şi caracteristica tensiune-curent ridicată la bornele *1–1'* ale dipolului echivalent. Aceste caracteristici au forma de S sau de N şi prezintă o porţiune cu rezistenţă diferenţială negativă (la o creştere a tensiunii corespunde o scădere a curentului şi invers). Valoarea rezistenţei negative se poate calcula uşor, grafic, pentru un anumit punct al curbei făcînd raportul $R_N = \frac{\Delta u}{\Delta i}$ în jurul punctului considerat. Se observă uşor că la caracteristicile care au formă de S, valoarea

Arhiva digitala SaDAng

limită a rezistenței negative (în punctul A) este zero. În apropierea punctului A, rezistența negativă a dipolului este mică, deci ea poate să compenseze rezistența de pierderi a unui circuit rezonant serie (fig. 3.2, *a* și *b*). Dimpotrivă, la caracteristica în formă de N, în punctul A rezistența negativă este infinită. În apropierea punctului A, rezistența negativă este foarte mare și ea poate compensa rezistența unui circuit paralel (fig. 3.2, *c*). Rezultă următoarea regulă de alcătuire a schemelor cu rezistență negativă. Dipolii cu caracteristică i-u în formă de S se asociază cu circuite serie, iar dipolii cu caracteristică i-u în formă de N se asociază cu circuite paralel.

O bună stabilitate de frecvență se obține înlocuind circuitul oscilant cu un cristal de cuarț.

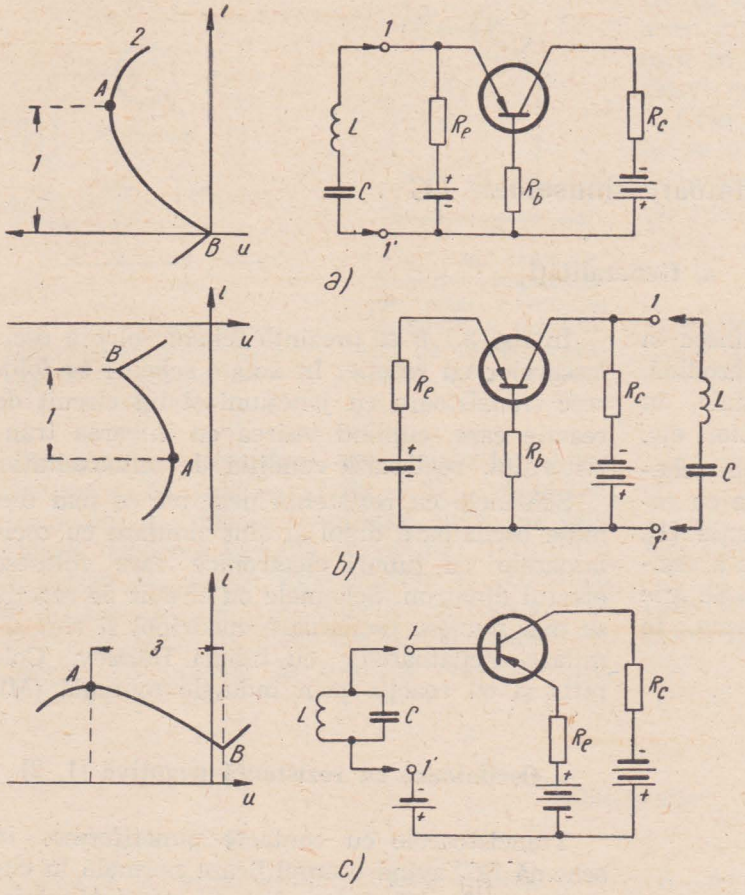


Fig. 3.2. Caracteristicile cu rezistență negativă în formă de S sau N ale dipolilor cu tranzistoare cu contacte punctiforme și schemele oscilatoarelor corespunzătoare.

c. Exemple de scheme [3]

În fig. 3.3 sînt arătate două scheme simple de oscilatoare care folosesc tranzistoare cu contacte punctiforme.

În schema 3.3, *a*, ordinele de mărime uzuale ale rezistențelor sînt: $R_e = 50 \ldots 20\,000\ \Omega$ $R_c = 2 \ldots 10\ \text{k}\Omega$ și $R_b = 10 \ldots 20\ \text{k}\Omega$. Frecvența este determinată de parametrii LC ai circuitului oscilant.

Condensatoarele C_1, C_2 și C_3 se aleg pentru a șunta rezistențele pentru frecvența de lucru.

În schema 3.3, *b* se prezintă o schemă de oscilator cu două circuite oscilante. Circuitul L_2C_2 se poate acorda pe una din armonicele superioare ale frecvenței de oscilație determi-

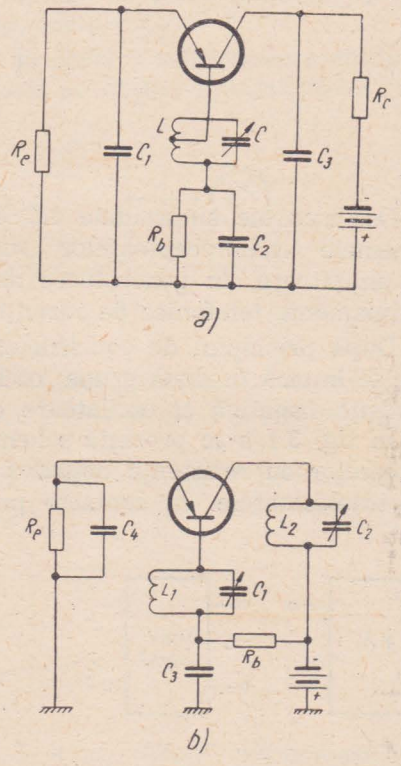


Fig. 3.3. Exemple de scheme cu tranzistoare cu contacte punctiforme:
a — cu un circuit acordat; *b* — cu două circuite acordate.

nată de circuitul L_1C_1. Pentru frecvența fundamentală, circuitul L_2C_2, fiind dezacordat, prezintă o impedanță foarte mică.

d. **Oscilatoare cu reacție** [1, 2]

În aceste scheme se folosesc tranzistoare cu joncțiuni. Schemele de principiu ale oscilatoarelor se pot stabili pe baza dualității tub electronic-tranzistor (fig. 3.4).

Pornindu-se de la oscilatorul Hartley (fig. 3.4, *a*), oscilatorul Colpitts (fig. 3.4, *b*) și oscilatorul cu cuplaj prin transformator (fig. 3.4, *c*), cunoscute din schemele construite cu tuburi electronice, se realizează oscilatoare corespunzătoare cu tranzistoare echivalînd: emitorul cu catodul, baza cu grila și colectorul cu anodul.

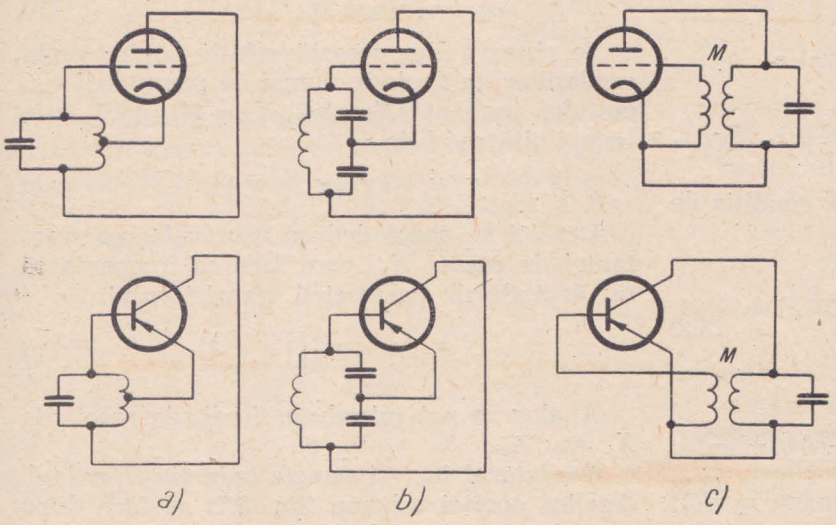


Fig. 3.4. Principiul dualității tub electronic-tranzistor folosit pentru întocmirea schemelor de oscilatoare cu reacție:
a — oscilator Hartley; *b* — oscilator Colpitts; *c* — oscilator cu cuplaj inductiv.

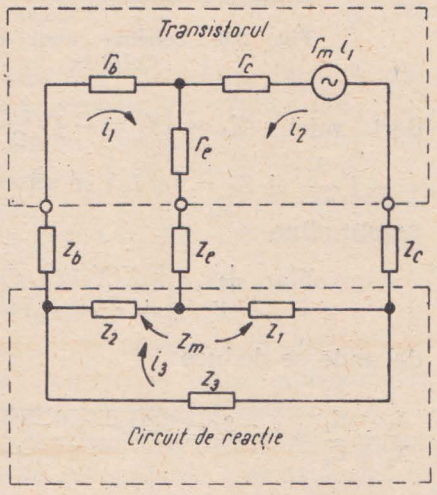


Fig. 3.5. Circuitul echivalent al oscilatoarelor cu reacție.

Există, totuși, o deosebire esențială între schemele cu tuburi și cele similare cu tranzistoare. La schemele cu tuburi, rezistența de intrare este relativ mare, obișnuit de ordinul zecilor de kiloohmi, și de aceea amortizarea pe care o introduce în circuitul oscilant este relativ mică. La tranzistoare, rezistența de intrare este mică și șuntează mult circuitul oscilant. De aceea, este indicat ca joncțiunea emitor-bază a tranzistorului să se cupleze la circuitul oscilant pe reactanțe mici.

Analiza acestor scheme se face pe baza circuitului echivalent (fig. 3.5). În această schemă s-au introdus, pe lîngă schema echivalentă a tranzistorului și circuitul de reacție, trei impedanțe de cuplaj Z_b, Z_e și Z_c între cele două circuite.

În acest circuit, pe baza legilor lui Kirchhoff, se scriu ecuațiile de echilibru ale tensiunilor în buclele parcurse de curenții alternativi i_1, i_2 și i_3. Se obține astfel un sistem de trei ecuații, cu trei necunoscute, liniar și omogen. Condiția ca să existe curenții alternativi i_1, i_2 și i_3 în absența unor forțe electromotoare exterioare, sau condiția ca sistemul să fie autooscilant, se obține egalînd cu zero determinantul sistemului.

Se găsește astfel o relație de forma

$$f_1 + j f_2 = 0, \qquad (3.1)$$

în care f_1 și f_2 sînt funcțiuni de $r_c, r_e, r_b, r_m, Z_1, Z_2, Z_3, Z_m, Z_e, Z_b, Z_c$.

Pentru $f_1 = 0$, se obține condiția de amplitudine a oscilatorului și pentru $f_2 = 0$, condiția de frecvență.

Relațiile complete sînt în general complicate și greu de folosit în practică. În cazuri concrete se pot face simplificări dacă se ține seamă de ordinul de mărime al parametrilor uzuali care intervin în cele două relații.

În continuare se vor examina cele trei scheme.

Oscilatorul în trei puncte capacitiv. Schema unui oscilator Colpitts este arătată în fig. 3.6. Rezistențele R_1, R_2, R_3, R_s și condensatoarele

Arhiva digitala SaDAng

C_3 și C_4 se calculează ca la orice schemă de amplificare.

Considerînd Z_b, Z_e, Z_c și Z_m nule, admițînd că impedanțele circuitului de reacție au pier-

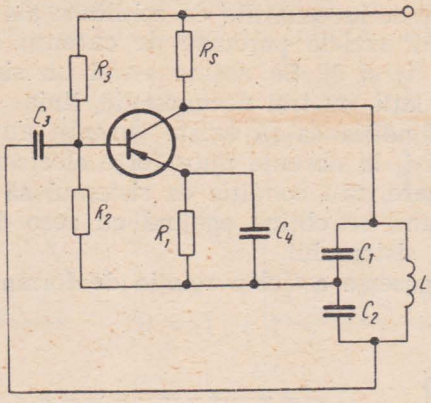


Fig. 3.6. Schema unui oscilator Colpitts.

deri mici ($Z_1 = \mathring{j}X_1 = -\mathring{j}\frac{1}{\omega C_1}$, $Z_2 = \mathring{j}X_2 = -\mathring{j}\frac{1}{\omega C_2}$ și $Z_3 = j\omega L_3$) se găsește condiția de amplitudine

$$X_1^2(r_b + r_e) + X_1 X_2 (2r_e - r_m) + X_2^2 (r_c + r_e - r_m) = 0, \tag{3.2}$$

de unde se deduce

$$\frac{X_1}{X_2} = \frac{C_2}{C_1} = \frac{r_m - 2r_e \pm \sqrt{(2r_e - r_m)^2 - 4(r_b + r_e)(r_c + r_e - r_m)}}{2(r_b + r_e)} \tag{3.3}$$

Această relație se poate simplifica dacă se ține seamă că la tranzistorul cu joncțiuni $r_e \ll r_m$ și $4(r_b + r_e)(r_c + r_e - r_m) \ll (2r_e - r_m)^2$, obținîndu-se

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{r_m}{r_b + r_e} = \frac{r_{21}}{r_{11}}. \tag{3.4a}$$

Aceasta este ecuația aproximativă a regimului permanent al oscilațiilor, iar condiția de amorsarea oscilațiilor se scrie sub forma inegalității

$$\frac{C_2}{C_1} > \frac{r_{21}}{r_{11}}. \tag{3.4b}$$

Din condiția de fază se deduce frecvența oscilațiilor

$$\omega^2 = \frac{1}{L C_T} + \frac{1}{A C_1 C_2}, \tag{3.5}$$

unde: $A = r_b r_c + r_b r_e - r_b r_m$, iar $C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$.

Din această formulă se observă că frecvența oscilațiilor depinde de parametrii tranzistorului, fapt care constituie o cauză principală de nestabilitate. Pentru îmbunătățirea stabilității de frecvență în schemele oscilatoarelor se introduc reactanțe suplimentare de cuplaj între tranzistor și circuitul oscilant. Într-adevăr, să admitem că în circuitul echivalent din fig. 3.5 se consideră $Z_m = Z_e = Z_c = 0$ și se menține numai impedanța Z_b formată dintr-o reactanță X_b cu pierderi neglijabile.

Scriind în acest caz condiția de fază se obține relația

$$X_1 + X_2 + X_3 + [X_2^2 X_1 + X_1^2 (X_b + X_2)] \cdot f_3(r_b, r_e, r_c, r_m) = 0. \tag{3.6}$$

Se observă din această relație că frecvența oscilațiilor va depinde numai de parametrii circuitului oscilant ($X_1 + X_2 + X_3 = 0$), dacă este îndeplinită condiția

$$X_2^2 X_1 + X_1^2 (X_b + X_2) = 0. \tag{3.7}$$

De aici se poate deduce ușor valoarea reactanței de cuplaj X_b, care face ca frecvența să nu depindă de parametrii tranzistorului

$$X_b = -X_2 \left(1 + \frac{X_c}{X_1}\right). \tag{3.8}$$

Analog se pot introduce și calcula reactanța X_c sau X_e.

Oscilatorul în trei puncte inductiv (Hartley). Analiza acestei scheme (fig. 3.7) se face după același principiu. Admițînd că $Z_b = Z_c = Z_e = 0$ și punînd $X_1 = \omega L_1$, $X_2 = \omega L_2$, $X_3 = -\frac{1}{\omega C}$ și $X_m = \omega M$ se deduc:

ecuația regimului permanent

$$\frac{L_1 + M}{L_2 + M} = \frac{r_{21}}{r_{11}} \tag{3.9a}$$

și condiția de amorsare a oscilațiilor

$$\frac{L_1 + M}{L_2 + M} > \frac{r_{21}}{r_{11}}. \tag{3.9b}$$

Frecvența oscilațiilor este dată de relația

$$\omega^2 = \frac{1}{C(L_1 + L_2 + 2M) - \frac{L_1 L_2 - M^2}{A}},$$

A avînd aceeași valoare ca și la oscilatorul Colpitts.

Pentru a mări stabilitatea de frecvență se pot introduce și în această schemă reactanțe suplimentare de cuplaj care se calculează cu formule asemănătoare, în care se ține seama că $X_1 = \omega (L_1 + M)$ și $X_2 = \omega (L_2 + M)$.

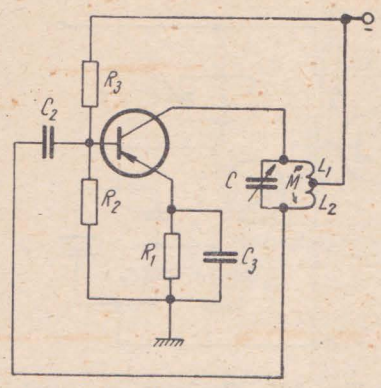


Fig. 3.7. Schema unui oscilator Hartley.

Oscilatoare cu reacție prin inducție mutuală (transformator). Schema este arătată în fig. 3.8

Trebuie subliniat că pentru îndeplinirea condiției de oscilație, transformatorul format din bobinele L_1 și L_2 trebuie să inverseze faza tensiunii.

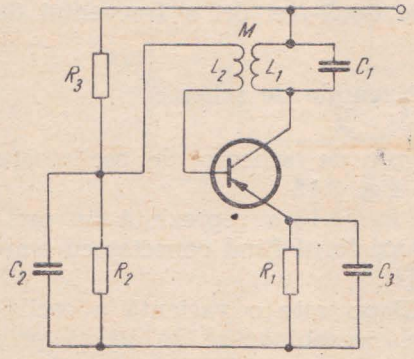


Fig. 3.8. Schema unui oscilator cu reacție prin inducție mutuală (transformator).

În această schemă condiția de amorsare a oscilațiilor se deduce pe o cale mai simplă [2].

Curentul I_K din circuitul oscilant L_1C_1 este dat de relația

$$|I_K| = Q I, \qquad (3.10)$$

I_c fiind componenta alternativă a curentului din circuitul de colector, iar Q factorul de calitate al circuitului oscilant. Acest curent induce în bobina L_2 tensiunea alternativă U_b care se aplică pe bază

$$|U_b| = \omega M I_c. \qquad (3.11)$$

La rîndul său tensiunea U_b dă naștere unui curent alternativ în bază

$$I_b = \frac{U_b}{R_{intr}} = \frac{\omega M}{R_{intr}} I_K = Q \frac{\omega M}{R_{intr}} I_c. \qquad (3.12)$$

Această relație se mai poate scrie

$$\frac{I_c}{I_b} = \frac{R_{intr}}{Q \omega M},$$

dar $\frac{I_c}{I_b} = A_i$ (amplificarea în curent).

Deci, pentru a avea oscilații, reactanța de cuplaj trebuie să satisfacă relația

$$\omega M = \frac{R_{intr}}{A_i Q}, \qquad (3.13a)$$

iar condiția de amorsare a oscilațiilor este

$$\omega M > \frac{R_{intr}}{A_i Q}. \qquad (3.13b)$$

Factorul de calitate Q trebuie să țină seamă de toate amortizările circuitului L_1C_1.

Făcînd un studiu comparativ al celor trei scheme se pot trage următoarele concluzii:

– oscilatoarele pot fi privite ca amplificatoare cu reacție pozitivă; dimensionarea circuitului de reacție $\left(\frac{C_2}{C_1}, \frac{L_2+M}{L_1+M}, M\right)$, se face pentru a îndeplini condiția de amorsare a oscilațiilor.

– frecvența oscilațiilor este aproximativ frecvența proprie a circuitului oscilant LC;

– pentru stabilizarea frecvenței oscilatoarelor se recomandă ca cuplarea tranzistorului la circuit să se facă pe reactanțe cît mai mici și eventual să se folosească reactanțe suplimentare de compensare.

d. **Oscilatoare cu cuarț** [1, 2, 4]

O bună stabilitate a frecvenței oscilatoarelor se obține folosind cristale de cuarț. În cazul tranzistoarelor cu contacte punctiforme, cuarțul poate fi utilizat ca circuit rezonant serie (fig. 3.9, *a*) sau ca circuit rezonant paralel (fig. 3.9, *b*).

În fig. 3.9, *a* cuarțul realizează o reacție selectivă. Din colectorul tranzistorului sînt întoarse pe emitor numai oscilațiile a căror frecvență corespunde cu frecvența de rezonanță serie a cuarțului, pentru care el se prezintă ca o rezistență foarte mică.

Arhiva digitala SaDAng

În fig. 3.9, *b* cuarțul înlocuiește circuitul oscilant *LC* din fig. 3.3, *a*. Pentru închiderea componentelor continue ale curentului din bază, în paralel pe cuarț se conectează o bobină de șoc $L_ș$. Dezavantajul acestei scheme constă în posibilitatea apariției unor oscilații cuarțului. Dacă s-ar folosi cuarțul în domeniul de frecvențe în care el prezintă caracter capacitiv, orice altă capacitate parazită a schemei poate îndeplini condiția de autoexcitație. În montaj ar putea să existe oscilații și cînd cuarțul ar fi scos.

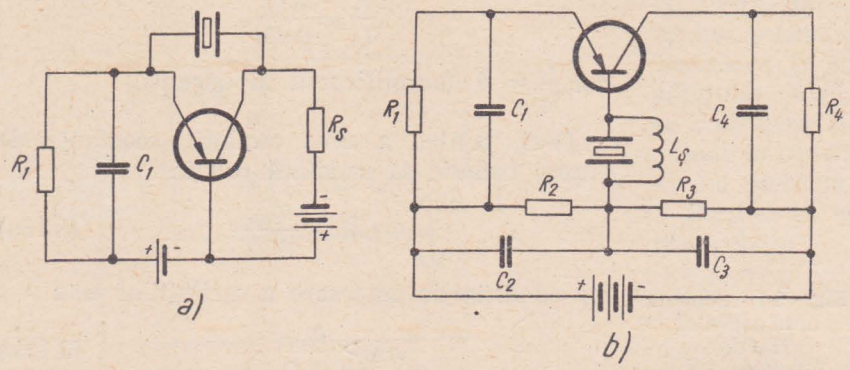


Fig. 3.9. Utilizarea cuarțului pentru stabilizarea frecvenței în schemele oscilatoarelor cu tranzistoare cu contacte punctiforme:
a — cuarțul este folosit ca circuit rezonant serie; *b* — cuarțul este utilizat ca circuit rezonant derivație.

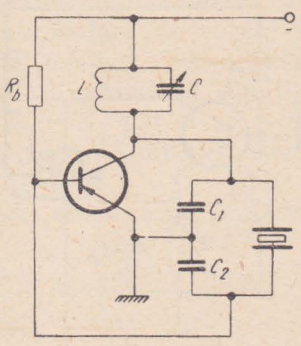


Fig. 3.11. Oscilator cu cuarț în care circuitul *LC* este acordat pe una din armonicele superioare ale frecvenței de oscilație a cuarțului.

a căror frecvență să nu fie determinată de parametrii cuarțului, ci de bobina de șoc și de capacitatea paralel a cristalului de cuarț.

Uneori cele două oscilații pot exista în același timp.

Pentru a evita apariția oscilațiilor parazite este indicat să se conecteze în serie cu bobina de șoc o rezistență de 1 kΩ care strică factorul de calitate al circuitului parazit.

În schemele care folosesc tranzistoare cu joncțiuni, cuarțul se utilizează după aceleași

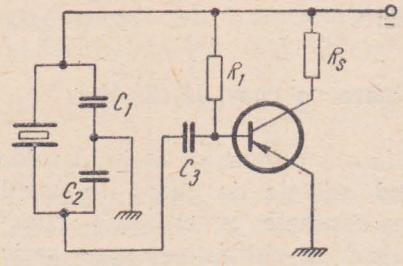


Fig. 3.10. Oscilator Colpitts stabilizat cu cuarț.

principii ca și schemele similare cu tuburi electronice. Obișnuit, cuarțul se introduce în locul bobinei în oscilatoare de tip Colpitts (fig. 3.10). Folosirea caracterului inductiv al cuarțului în schemele oscilatoarelor este obligatorie, pentru că numai în acest caz există siguranța că frecvența de oscilație este controlată de parametrii

La oscilatoarele de tip Colpitts stabilizate cu cuarț se poate utiliza un circuit oscilant *LC* acordat pe una din armonicele frecvenței de oscilație a cuarțului (fig. 3.11), obținîndu-se multiplicarea de două-trei ori a frecvenței de oscilație.

e. Exemple de scheme

Cîteva exemple de scheme de oscilatoare sînt arătate în fig. 3.12.

Schema din fig. 3.12, *a* reprezintă un oscilator Clapp, tranzistorul fiind conectat cu emitorul la masă [4].

Oscilatorul Clapp este o variantă a oscilatorului Colpitts, deosebindu-se de acesta prin faptul că intrarea tranzistorului se conectează la circuit pe un condensator de valoare mare (C_2 = 1000 pF). Oscilatorul Clapp asigură o bună stabilitate a frecvenței, deoarece variațiile capacității de intrare a tranzistorului nu modifică decît într-o măsură neînsemnată valoarea totală a ramurei capacitive din circuitul oscilant. Frecvența de oscilație depinde de condensatorul variabil C_v, în această schemă, fiind de cîțiva megaherți.

Schema din fig. 3.12, *b** reprezintă un oscilator Colpitts, în care tranzistorul, din punct de

* Scheme construite și experimentate de autor.

vedere alternativ, este conectat cu colectorul la masă. Acest oscilator asigură o bună stabilitate de funcționare. Ieșirea tranzistorului se face pe una din prizele bobinei L. Cu ajutorul condensatorului variabil C_v, frecvența oscilatorului poate fi reglată în jurul valorii de 145 MHz.

În fig. 3.12, c* se arată schema unui oscilator de tip Colpitts, folosind două tranzistoare conectate cu bază la masă. Schema funcționează în contratimp. Acest oscilator poate fi folosit ca etaj de putere într-un emițător modulat în amplitudine sau în frecvență, asigurînd în antenă o putere de cîteva zeci de miliwați. Frecvența oscilatorului poate fi reglată prin condensatorul variabil C_v în jurul valorii de 50 MHz.

În fig. 3.13 se dau trei exemple de scheme stabilizate cu cuarț [4].

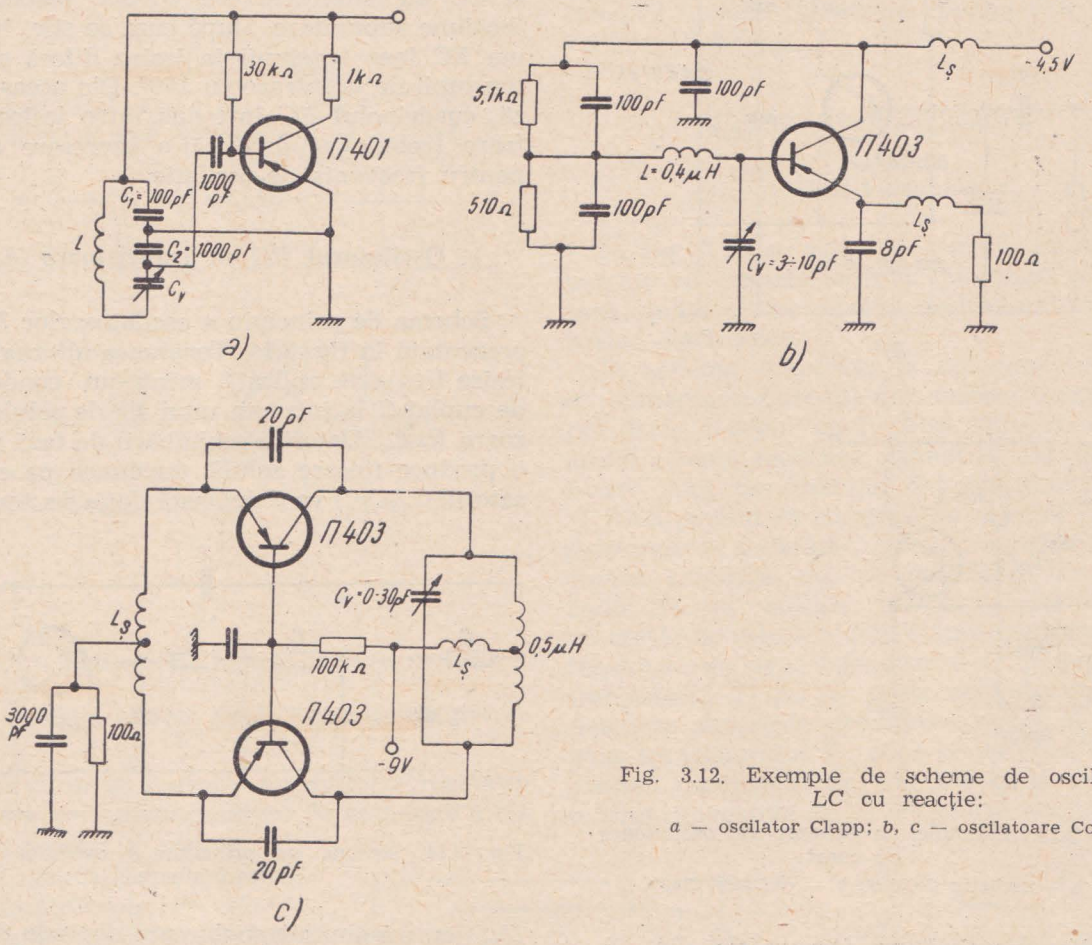


Fig. 3.12. Exemple de scheme de oscilatoare LC cu reacție:
a — oscilator Clapp; *b*, *c* — oscilatoare Colpitts.

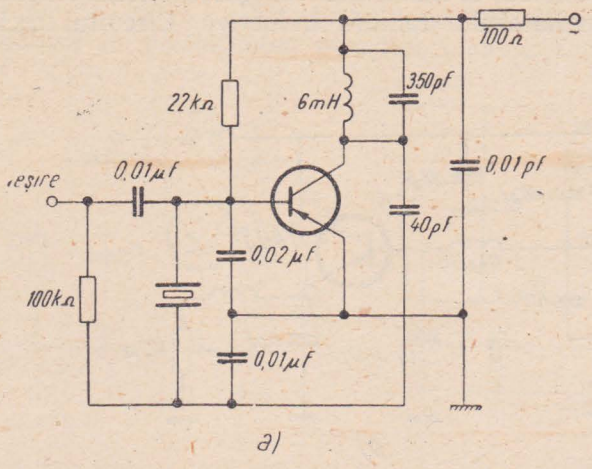
Schema din fig. 3.13, *a* reprezintă un oscilator Colpitts de 100 kHz cu o foarte mare stabilitate [5]. Tranzistorul este conectat cu emitorul la masă. Cuarțul înlocuiește în schema oscilatorului ramura inductivă. Circuitul oscilant din colector îndeplinește rolul unei bobine de șoc.

Oscilatorul din fig. 3.13, *b* este de tipul lui Clapp, cu cuarț [4]. Într-o altă schemă cu cuplaj inductiv [4] circuitul oscilant este acordat pe 100 kHz sau 50 kHz, dar frecvența cuarțului este de 400 sau 500 kHz. Prin influența reciprocă între cuarț și circuit se obțin oscilații foarte bogate în armonice. Cuarțul fiind rezonant pe una din armonicele frecvenței circuitului, stabilizează în același timp și frecvența fundamentală. Se poate obține astfel o demultiplicare a frecvenței cuarțului în armonice ale

* Scheme construite și experimentate de autor.

Arhiva digitala SaDAng

frecvenței fundamentale, cu ajutorul cărora se poate executa etalonarea scalelor la aparatele



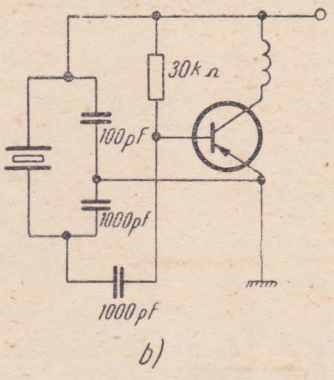


Fig. 3.13. Exemple de scheme de oscilatoare cu cuarț:
a — oscilator Colpitts; *b* — oscilator Clapp.

de radio, marcîndu-se frecvențele din 50 în 50 kHz sau din 100 în 100 kHz.

2. Oscilatoare *RC*

a. Generalități

Oscilatoarele *LC* pentru frecvențe joase necesită bobine voluminoase și grele. Cînd se urmărește obținerea unor montaje miniaturizate se pot folosi oscilatoare în care circuitul de reacție este realizat printr-un cuadripol selectiv format din rezistențe și condensatoare.

Oscilatoarele *RC* cu tranzistoare se construiesc după principiul cunoscut de la schemele similare cu tuburi electronice.

Se preferă numai schema *EC* pentru a se obține oscilatoare *RC* cu un singur etaj, fără adaptarea de impedanțe, deoarece schemele *BC* și *CC* au amplificări de curent, respectiv de tensiune subunitare. După cum se știe, în schema *EC* faza tensiunii la ieșire diferă de faza tensiunii de la intrare cu 180°. Din această cauză, cuadripolul *RC* introdus între ieșire și intrare trebuie să producă o inversare a fazei pentru frecvența de oscilație.

b. Oscilatorul *RC* cu tranzistoare [4, 8]

Schema de principiu a oscilatoarelor *RC* este prezentată în fig. 3.14. Tensiunea alternativă de ieșire $U_{ieș}$ este aplicată printr-un condensator de cuplaj *C* la intrarea unui șir de celule defazoare $R_n C_n$. Datorită schimbării de fază pe care o produce fiecare celulă, tensiunea pe condensatorul $C_n (U_{C_n})$ va fi defazată față de tensiunea

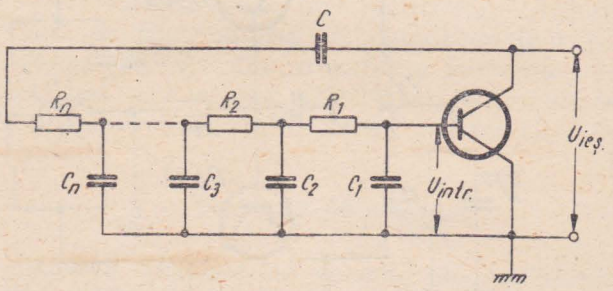


Fig. 3.14. Schema de principiu a oscilatoarelor *RC* cu tranzistoare.

$U_{ieș}$ cu un anumit unghi care depinde de frecvența tensiunii alternative. Pentru un număr de celule bine determinat, schema va oscila pe acea frecvență pentru care între $U_{ieș}$ și U_{intr} se produce o schimbare a fazei cu 180°. Deci, frecvența oscilatorului *RC* se fixează de către numărul de celule și de mărimea parametrilor *R* și *C* ai fiecărei celule.

Se pot obține oscilatoare *RC* cu două etaje utilizînd principiile cunoscute din schemele similare cu tuburi electronice. Circuitele selective care determină frecvența de oscilație sînt de tipul punților Wien, dublu T etc. Aceste circuite trebuie să realizeze pentru o anumită frecvență o reacție pozitivă astfel ca ansamblul celor două etaje să intre în oscilație.

c. Exemple de scheme

În fig. 3.15 sînt prezentate schemele a două oscilatoare *RC* [4].

În schema din fig. 3.15, *a* se prezintă un oscilator de 1 000 Hz. Regimul de funcţionare al tranzistorului se reglează cu ajutorul reostatului R_b înspre limita condiţiei de amorsare a oscilaţiei pentru a obţine un semnal sinusoidal cît mai pur. Amplificarea în curent a tranzistorului folosit trebuie să fie cel puţin 50. La o alimentare de 6 V se poate obţine de pe rezistenţa de sarcină R_s un semnal avînd o amplitudine de 1,5 V şi o putere de 0,3 mW. Mărimea semnalului la ieşire poate fi variată cu ajutorul potenţiometrului R_s de 2,5 kΩ.

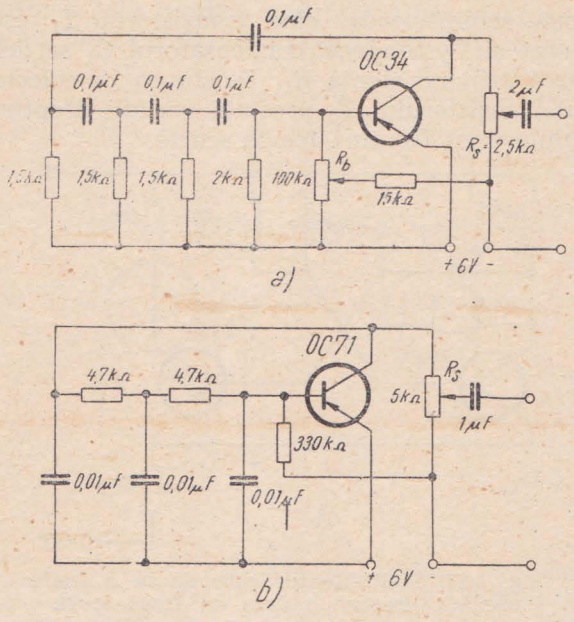


Fig. 3.15. Exemple de scheme practice de oscilatoare *RC*:
a — pentru o frecvenţă joasă; *b* — pentru o frecvenţă înaltă.

Se pot construi oscilatoare *RC* şi pentru generarea unor semnale de frecvenţă mai înaltă. O astfel de schemă este arătată în fig. 3.15, *b*. În această schemă, capacitatea de intrare a tranzistorului se află conectată în paralel pe condensatorul de 0,01 μF al ultimei celule defazoare şi în acest mod influenţa ei este micşorată foarte mult.

Cu o astfel de schemă se pot obţine oscilaţii a căror frecvenţă poate ajunge la 20 kHz. Parametrii indicaţi în schemă sînt pentru o frecvenţă de 8 kHz.

3. Circuite basculante

a. Multivibratoare

În fig. 3.16 se prezintă schema multivibratorului cu tranzistoare cu joncţiuni, care se aseamănă mult cu schema multivibratorului cu tuburi electronice.

În schema simetrică, la aplicarea tensiunii de alimentare, curenţii din ambele tranzistoare pot fi la început egali. Însă, este inevitabilă apariţia unei oarecare asimetrii, fie chiar şi foarte mici, de exemplu datorită fluctuaţiilor.

Presupunînd că curentul de colector al tranzistorului T_2 a căpătat o oarecare creştere, tensiunea negativă de pe colectorul tranzistorului T_2 va scădea întrucîtva; potenţialul va creşte la valori negative spre zero. Deoarece tensiunea de pe condensatorul C de cuplaj cu tranzistorul T_1 nu se poate schimba instantaneu, va descreşte tensiunea negativă de pe baza tranzistorului T_1, ceea ce va duce la micşorarea curentului de colector şi la creşterea tensiunii negative de pe colectorul acestui tranzistor. Această creştere a tensiunii negative de pe colectorul tranzistorului T_1 va fi transmisă

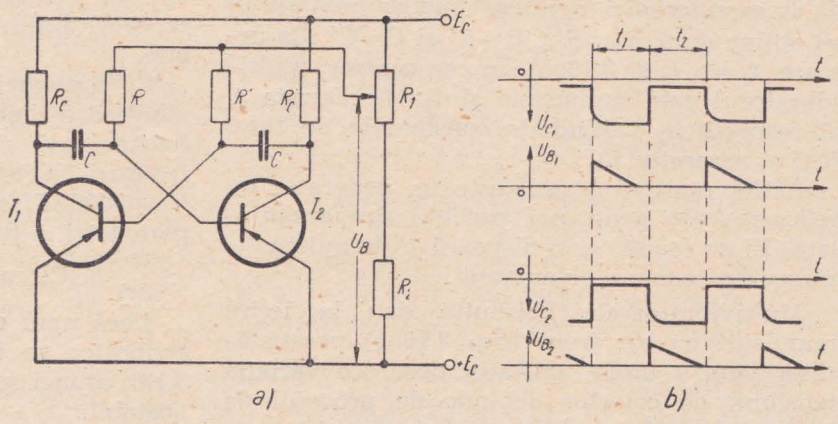


Fig. 3.16. Schema multivibratorului (*a*) şi forma impulsurilor la colectoarele şi bazele tranzistoarelor (*b*).

Arhiva digitala SaDAng

prin condensatorul de cuplaj C' la baza tranzistorului T_2, ceea ce va face să crească şi mai mult curentul de colector al acestuia. Astfel, în montaj are loc un proces de mărire a asimetriei care apăruse întîmplător. Acest proces se desfăşoară foarte repede şi deja după un timp de ordinul unei fracţiuni de microsecundă, unul din tranzistoare (de ex. T_1) va fi blocat, iar cel de-al doilea (T_2) va fi complet deschis (la saturaţie).

În procesul de funcţionare, montajul rămîne în această stare un scurt interval de timp şi anume cît timp are loc descărcarea condensatorului C, pe rezistenţa R'_c prin T_2 care conduce, şi cît timp pe baza tranzistorului T_1 se menţine o tensiune pozitivă. Cînd tensiunea pe baza tranzistorului T_1 devine egală cu zero, apare un curent de colector şi tensiunea negativă de pe colectorul acestui tranzistor va scădea, ceea ce va duce la creşterea potenţialului bazei tranzistorului T_2. Ca urmare, curentul prin T_2 va scădea şi tensiunea negativă de pe colectorul acestuia va creşte. Creşterea tensiunii negative de pe colectorul tranzistorului T_2 este transmisă prin condensatorul C la baza tranzistorului T_1 şi curentul său de colector va creşte şi mai mult. Procesul decurge în avalanşă şi montajul trece cu o viteză mare în altă stare. În continuare are loc încărcarea condensatorului C şi descărcarea condensatorului C', care se încheie cu trecerea dispozitivului în starea iniţială, reluîndu-se astfel ciclul de la capăt.

În cazul cînd cele două tranzistoare T_1 şi T_2 au caracteristici identice, simetria montajului se obţine dacă $R_c = R'_c$, $R = R'$ şi $C = C'$. Ca urmare, $t_1 = t_2$ (fig. 3,16, *b*). În caz contrar, multivibratorul este nesimetric şi $t_1 \neq t_2$. Durata t_1 şi respectiv t_2 depind de constantele de timp $R'C$ şi respectiv RC'.

Astfel multivibratorul este un generator de relaxare care generează oscilaţii dreptunghiulare. El se foloseşte în dispozitive de automatizare drept comutator automat.

Multivibratoarele obişnuite dau la ieşire impulsuri cu un front (fig. 3.16, *b*) nesatisfăcător pentru unele aplicaţii, deoarece variaţia tensiunii de colector depinde de procesul de încărcare şi descărcare a condensatorului de cuplaj cu baza celuilalt tranzistor.

În fig. 3.17 se prezintă schema unui multivibrator care generează la o ieşire oscilaţii dreptunghiulare cu front scurt [9].

Cînd tranzistorul T_1 conduce, tranzistorul T_2 este blocat şi invers. Durata stărilor cvasistabile depinde în principal de constantele de timp C_1R_1 şi C_2R_2, precum şi de alte elemente ale schemei.

În semiperioada* cînd tranzistorul T_1 conduce, condensatorul C_1 se încarcă; în cea de-a doua semiperioadă, cînd tranzistorul T_1 este blocat şi T_2 conduce, condensatorul C_1 se descarcă prin rezistenţa R_1. Tensiunea pe colectorul tranzistorului T_2 prezintă variaţii dreptunghiulare cu fronturi foarte scurte.

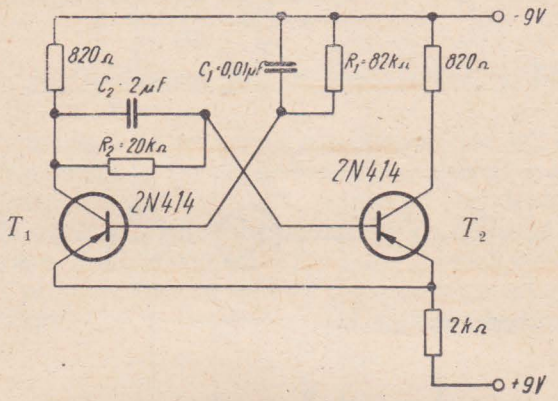


Fig. 3.17. Multivibrator care dă la o ieşire oscilaţii dreptunghiulare cu front scurt.

Cu valorile elementelor din fig. 3.17 se obţine o frecvenţă de 1 kHz, iar frontul impulsurilor este de aproximativ 0,5 μs.

Variind rezistenţa R_1, se variază raportul dintre duratele celor două stări cvasistabile.

La variaţia capacităţii condensatorului C_1, variază perioada oscilaţiilor, fără a se modifica raportul dintre durata celor două stări cvasistabile.

Cu o asemenea schemă se pot realiza multivibratoare simetrice şi nesimetrice de frecvenţă foarte joasă şi cu o undă dreptunghiulară cu fronturi foarte bune. Astfel dacă $C_1 = 300$ μF şi $C_2 = 3\,000$ μF, se obţine, fără schimbarea altor parametri, o perioadă de 30 s.

b. Circuite basculante monostabile

Dacă unul din cuplajele capacitive din multivibrator se înlocuieşte cu o rezistenţă (fig. 3.18), atunci se obţine un circuit basculant monostabil.

Baza tranzistorului T_2 este polarizată negativ prin rezistenţa R, ceea ce face ca acest tranzis-

* Înţelegem aici prin semiperioadă durata unei stări cvasistabile, chiar dacă aceasta nu reprezintă numaidecît exact jumătate de perioadă.

tor să conducă. Tranzistorul T_1 este blocat. Aceasta este starea stabilă a montajului.

Dacă se aplică un impuls negativ pe baza tranzistorului T_1 sau un impuls pozitiv pe baza lui T_2, circuitul trece în starea instabilă. În această situație, tranzistorul T_1 începe să conducă și variația de tensiune pe colectorul său se transmite prin condensatorul C_1 la baza tranzistorului T_2 și printr-un proces în avalanșă tran-

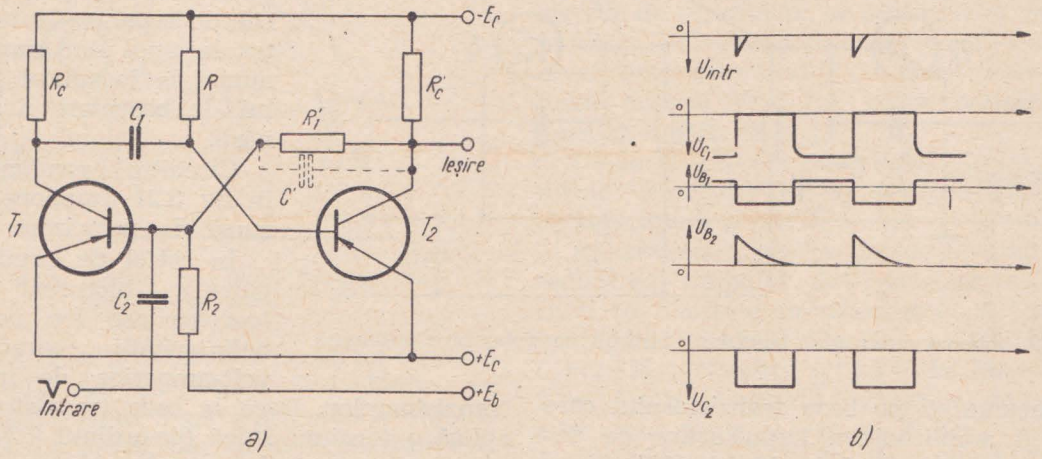


Fig. 3.18. Schema circuitului basculant monostabil (*a*) și forma impulsurilor la electrozii tranzistoarelor (*b*).

zistorul T_2 se blochează complet iar tranzistorul T_1 trece la starea de conducție.

Circuitul rămîne în această situație pînă cînd condensatorul C_1 se va descărca prin tranzistorul T_1 aflat în stare de conducție, prin rezistența R, precum și prin rezistența de intrare a tranzistorului T_2.

Îndată ce condensatorul C_1 se va descărca, pe baza tranzistorului T_2 se va stabili o tensiune negativă, tranzistorul T_2 va conduce, iar T_1 se va bloca, adică montajul revine în starea stabilă inițială.

Astfel la ieșirea schemei se obține un impuls cu fronturi abrupte (fig. 3.18, *b*). Pentru accelerarea resorbției purtătorilor minoritari din baza tranzistorului T_1 se poate utiliza condensatorul C', schema putînd fi astfel declanșată cu impulsuri mai mici [10].

c. Circuite basculante bistabile

În fig. 3.19 se prezintă schema unui circuit basculant cu două stări stabile.

Să presupunem că inițial tranzistorul T_1 este în stare de conducție. Prin divizorul de tensiune R_1R_2, se aplică o tensiune pozitivă la baza tranzistorului T_2 (datorită sursei de polarizare a bazei E_B), care blochează tranzistorul T_2.

Prin divizorul de tensiune $R'_1R'_2$, se aplică o tensiune negativă la baza tranzistorului T_1, determinînd mai departe conducția acestuia. Aceasta este o stare stabilă. Pentru a schimba această stare stabilă este necesar să se aplice un impuls negativ pe baza tranzistorului blocat, sau un impuls pozitiv pe baza tranzistorului aflat în stare de conducție. Cea de-a doua stare este de asemenea o stare stabilă.

Trecerea dintr-o stare în alta se realizează succesiv, corespunzător cu schimbarea polarității impulsurilor care sosesc la intrare.

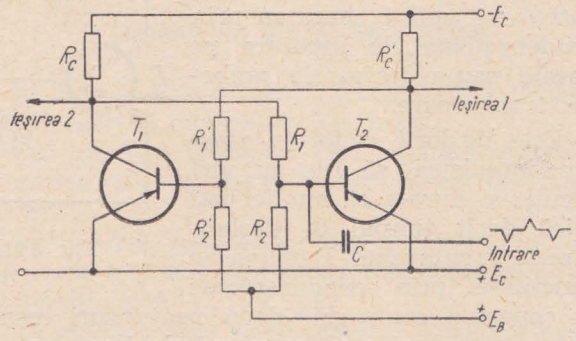


Fig. 3.19. Circuit basculant bistabil.

În fig. 3.20 se prezintă o schemă a unui circuit basculant cu polarizare automată, cu două stări stabile, care lucrează singur cu impulsuri

Arhiva digitala SaDAng

negative cu o durată de 5 μs și o amplitudine de 20–25 V.

Cînd se utilizează condensatoarele C_1 și C'_1, atunci se accelerează resorbția purtătorilor mi-

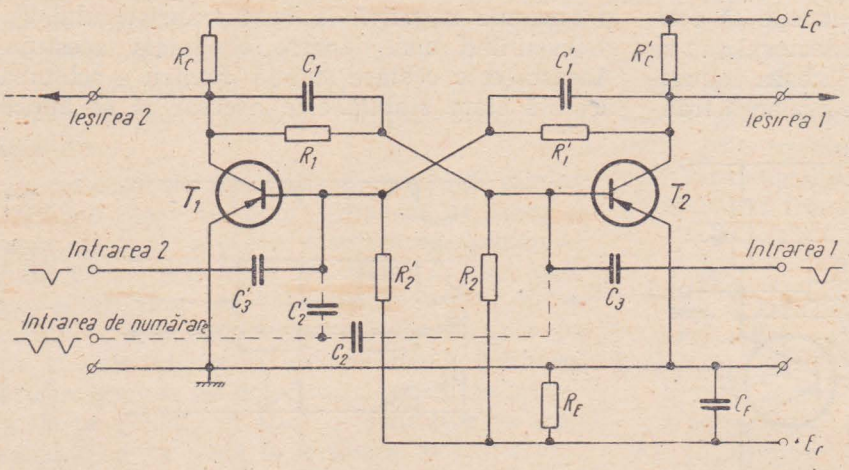


Fig. 3.20. Schema circuitului basculant bistabil cu polarizare automată.

noritari acumulați pe baza tranzistorului care conduce și amplitudinea impulsurilor de declanșare poate fi redusă la 3–4 V [10].

Declanșarea funcționării montajului se poate realiza prin două impulsuri de comandă independente, de aceeași polaritate, aplicate la baza fiecărui tranzistor. În unele cazuri, declanșarea trebuie să se realizeze prin impulsuri succesive pe aceeași polaritate (scheme de numărare, divizoare de frecvență etc.). În acest caz, impulsurile de comandă, de polaritate pozitivă sau negativă, se aplică simultan prin condensatoare de separare pe bazele sau colectoarele ambelor tranzistoare.

Este de dorit ca forma acestor impulsuri să fie cu vîrf ascuțit și durata să nu fie mai mică decît timpul de declanșare a montajului. Punerea în funcțiune prin condensatoare de separare comportă două neajunsuri esențiale. În primul rînd, procesul de basculare a funcționării este încetinit, deoarece în timpul acestui proces capacitatea condensatorului de separare este legată în paralel la intrarea tranzistorului. În al doilea rînd, prin condensatorul de separare poate avea loc o influență a dispozitivului care se comută asupra sursei impulsurilor de declanșare, ceea ce ar putea împiedica funcționarea normală a acesteia din urmă. Aceste neajunsuri pot fi eliminate dacă se folosesc dispozitive de punere în funcțiune cu diode de separare cu germaniu, conectate la colectoare sau baze (fig. 3.21).

În acest caz, condensatorul de separare este conectat la unul din tranzistoare numai la începutul procesului de basculare a funcționării.

Circuitul basculant arătat în fig. 3.21 funcționează fără sursă de polarizare.

În astfel de circuite basculante, blocarea tranzistoarelor are loc pe seama neliniarității caracteristicii volt-amperice de intrare a tranzistoarelor. Dacă la baza tranzistorului se aplică o tensiune mică (de ordinul 0,2–0,3 V), atunci acesta rămîne practic blocat.

În cazul cînd $E_C = 10$ V, frecvența maximă de succesiune a impulsurilor $f_m = 100$ kHz și variația de tensiune necesară pe colector $U_c = 5$ V

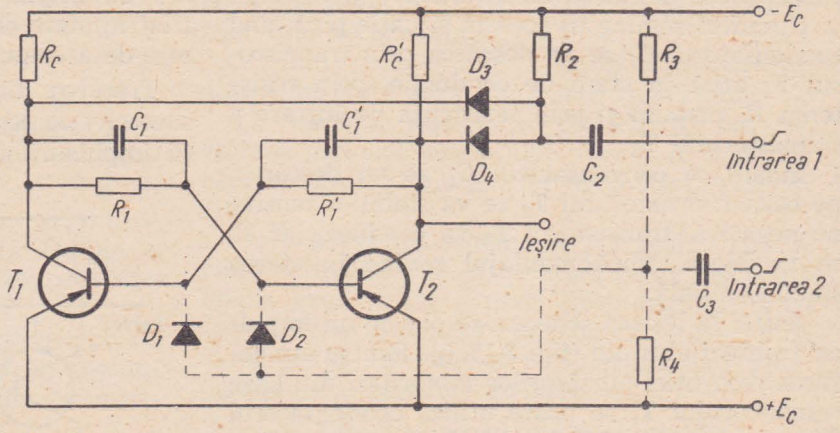


Fig. 3.21. Circuit basculant bistabil fără sursă de polarizare.

și în cazul cînd se utilizează tranzistoare *pnp* cu $\alpha = 0{,}98$, $f_{\alpha_0} = 1{,}5$ MHz și $U_{BE}{}^* = 0{,}2$ V, atunci rezultă pentru schema din fig. 3.20 ur-

* U_{BE} reprezintă căderea de tensiune interioară între bază și emitor la tranzistorul aflat în stare de conducție.

mătoarele date practice: $R_c = R'_c = 2{,}7$ kΩ; $R_1 = R'_1 = 33$ kΩ; $C_1 = C'_1 = 440$ pF; $R_2 = R'_2 = 6{,}8$ kΩ; $R_E = 680$ Ω; $C_E = 0{,}001$ μF.

Schema poate să lucreze în gama de temperaturi în care $I_{c0} < 25$ μA [3].

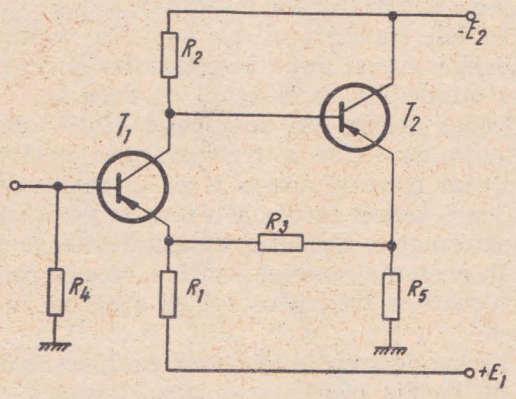


Fig. 3.22. Circuit basculant bistabil cu schemă asimetrică.

În fig. 3.22 se prezintă o schemă tot cu două stări stabile, dar asimetrică [10]. Pentru ca schema să prezinte două stări stabile trebuie ca $R_2 > R_3$. În starea stabilă, un tranzistor este la saturație, iar celălalt este blocat. Cînd tranzistorul T_1 lucrează în regim de saturație, tensiunea dintre colectorul și emitorul său, ceea ce este totuna cu tensiunea aplicată între baza tranzistorului T_2 și rezistența R_3, este foarte mică (de ordinul a 100 mV). În această si-

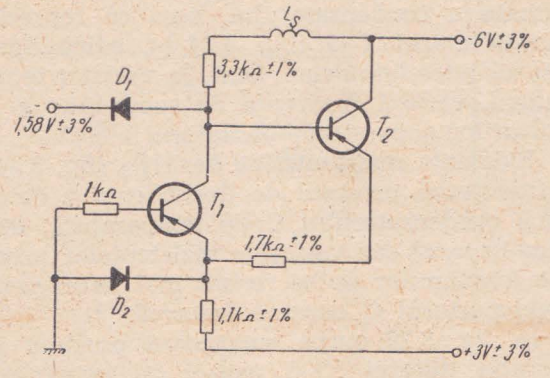


Fig. 3.23. Schema practică a unui circuit basculant bistabil asimetric.

tuație, tranzistorul T_2 este blocat. Cînd tranzistorul T_1 este blocat, tensiunea de la colectorul său este negativă și tranzistorul T_2 conduce. În acest caz, întreaga tensiune $E_1 + E_2$ se aplică rezistențelor R_1 și R_3, care sînt astfel alese încît emitorul tranzistorului T_1 este mai negativat decît baza sa, acesta fiind astfel menținut blocat.

Așadar, ambele stări stabile ale schemei sînt determinate de regimul de lucru al tranzistorului T_1 (saturație sau blocare). De aceea, comenzile de basculare a schemei se aplică pe baza și respectiv emitorul aceluiași tranzistor (T_1).

Timpul de comutare al acestei scheme dintr-o stare stabilă în cealaltă depinde numai de efectul de acumulare al purtătorilor minoritari în bază. Din cauza existenței stării de saturație, acest timp este destul de mare. Pentru scurtarea acestui timp se poate realiza schema practică din fig. 3.23 [10].

Dioda D_1 fixează potențialul minim al colectorului tranzistorului T_1, evitînd astfel starea de saturație a acestuia.

De asemenea, bobina de șoc $L_ş$ contribuie la reducerea timpului de basculare a schemei. Cînd se folosește un tranzistor de joasă frecvență, cu $f_\alpha = 500$ kHz (de ex. OC71), atunci $L_ş = 2$ μH, iar pentru $f_\alpha = 5$ MHz (de ex. OC45), $L_ş = 0{,}5$ μH. În primul caz, timpul de comutație este circa 4 μs, iar în al doilea caz, 0,5 μs. Amplitudinea impulsului de comandă în ambele cazuri este de 0,75 V, pentru schema dată în fig. 3.23. Gradul de precizie a elementelor (1%) este necesar pentru ca sensibilitatea la punerea în funcțiune să nu varieze prea mult de la schemă la schemă. Acest grad de precizie a elementelor reprezintă un oarecare dezavantaj al acestei scheme bistabile nesimetrice.

4. Oscilatoare blocate

a. Oscilatorul blocat autoexcitat

În fig. 3.24 se prezintă schema unui oscilator autoblocat cu emitorul la masă.

Cu toate că schema este aparent simplă, procesele care au loc în ea sînt destul de complexe.

La analiza proceselor din oscilatorul autoblocat se pot distinge patru etape ale ciclului de funcționare [12, 13, 14].

La început, vom presupune că condensatorul C este încărcat și că urmează etapa de descărcare lentă a condensatorului, însemnată în fig. 3.24, *b* cu *4–5*.

Polaritatea tensiunii de pe condensator este astfel încît tranzistorul este blocat (pauză). Des-

Arhiva digitala SaDAng

cărcarea condensatorului are loc prin rezistența R și prin rezistențele inverse de emitor și de colector ale joncțiunii.

La sfîrșitul descărcării condensatorului, tranzistorul se află în regim de amplificare și prin transformator se realizează reacția pozitivă. De

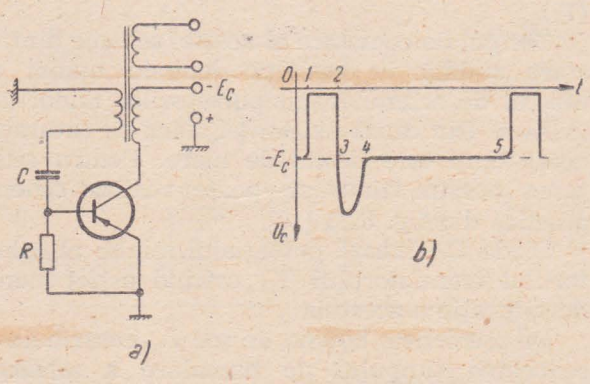


Fig. 3.24. Schema oscilatorului autoblocat (a) și variația tensiunii de colector (b).

aici începe etapa a doua, însemnată în fig. 3.24, b cu *0—1*.

Cînd reacția este suficient de puternică, în montaj are loc o creștere în avalanșă a curentului de intrare și de colector, care continuă pînă cînd se realizează o stare de echilibru cvasistabilă, cînd curenții și tensiunile din circuitul de intrare și de ieșire vor satisface simultan caracteristica transformatorului și caracteristica tranzistorului. Viteza de trecere dintr-o stare cvasistabilă în alta depinde de mărimea elementelor reactive, inclusiv a celor parazite, precum și de inerția tranzistorului. Acestei etape îi corespunde formarea frontului din față al impulsului. La sfîrșitul acestui proces rapid, tranzistorul este în stare de conducție.

Acum începe etapa a treia, de formare a vîrfului impulsului, însemnată în fig. 3.24, b cu *1—2*.

În acest regim, rezistențele de intrare și ieșire sînt mici și prin ele are loc încărcarea condensatorului în circuitul de intrare și magnetizarea miezului transformatorului.

În această situație, tensiunea de colector este foarte mică, iar cea de pe înfășurarea de colector a transformatorului este aproape egală cu E_c. Durata procesului de încărcare a condensatorului C și de magnetizare a miezului transformatorului determină durata vîrfului impulsului, timp în care tranzistorul se află adesea în domeniul de saturație și practic el nu posedă (în această etapă) proprietăți de amplificare. În acest timp, curentul de intrare scade pe măsura încărcării condensatorului. Cînd curentul de intrare scade, curentul de colector continuă încă să existe, datorită concentrației în bază a purtătorilor minoritari.

Astfel, tranzistorul va ieși din regimul de saturație numai după ce concentrația de purtători minoritari va fi egală cu zero.

Acum începe cea de-a patra etapă, cînd rezistența de ieșire a tranzistorului devine din nou mai mare și acesta trece în regim de amplificare, avînd totodată o reacție pozitivă prin transformator. Scăderea curentului de la intrare, în prezența reacției pozitive, face ca procesul de blocare a tranzistorului să aibă loc în avalanșă.

Viteza de trecere în starea de blocare depinde de inerția tranzistorului (sub etapa *2—3* din fig. 3.24, b). În procesul de blocare, tensiunea pe colector crește pînă la tensiunea de alimentare. Tensiunea pe colector continuă să crească și după blocarea completă a tranzistorului, datorită descreșterii și dispariției fluxului de magnetizare din miezul transformatorului (sub etapa *3—4* din fig. 3.24, b). Valoarea maximă și durata acestei supratensiuni depind de parametrii exteriori ai schemei și de capacitatea joncțiunii *pn* blocate.

La variația temperaturii, variază rezistențele inverse ale joncțiunilor de emitor și de colector ale tranzistorului și deci variază timpul de descărcare a condensatorului, ceea ce reprezintă durata etapei *4—5* (fig. 3.24, b), adică durata pauzei între impulsuri. Deci, la variația temperaturii, variază frecvența de succesiune a impulsurilor generate de oscilatorul blocat.

Existența rezistenței de bază R_b (fig. 3.24, a) influențează procesul de dependență a descărcării condensatorului C de temperatură, deoarece în acest caz variațiile rezistențelor inverse ale joncțiunilor *pn* se resimt mai puțin pentru condensatorul C, care se descarcă.

În fig. 3.25 curba superioară prezintă [13] variația duratei T a pauzei cu temperatura mediului înconjurător pentru cazul cînd rezistența de bază lipsește ($R_b = \infty$) și curba inferioară pentru cazul cînd aceasta are valoarea de 40 kΩ.

Stabilizarea frecvenței de succesiune a impulsurilor se poate însă realiza [13] în mai bune condițiuni folosind montajul din fig. 3.26.

La creșterea temperaturii, scade rezistența inversă a diodei cu germaniu (de ex. DGT-27),

crește tensiunea pe rezistența R_2, ceea ce conduce la micșorarea curentului prin rezistența R_1. Această micșorare a curentului prin rezistența R_1 compensează creșterea curentului prin joncțiunile *pn* ale tranzistorului, care este determinată de aceeași creștere a temperaturii.

În fig. 3.28 se arată [15] schemele practice cu baza comună și cu colectorul comun.

Caracteristicile impulsurilor generate depind de tipul de tranzistor, de caracteristicile transformatorului de impulsuri și de valorile elementelor R și C.

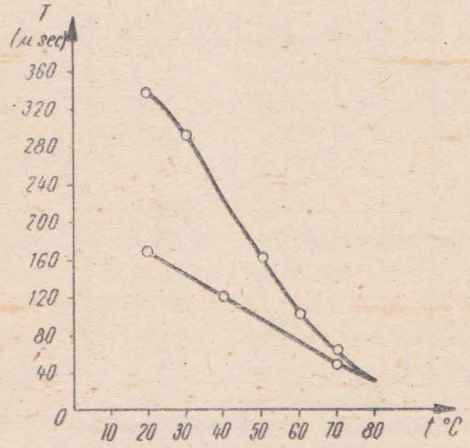


Fig. 3.25. Influența mărimii rezistenței de bază R_b asupra procesului de dependență a duratei pauzei de temperatura mediului înconjurător.

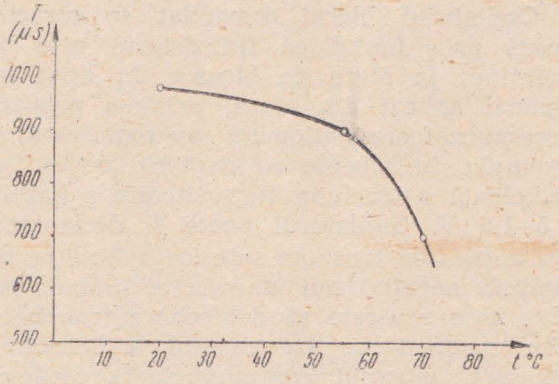


Fig. 3.27. Variația perioadei de repetiție a impulsurilor cu variația temperaturii mediului înconjurător în oscilatorul blocat compensat, realizat conform fig. 3.26.

Din fig 3.27 se vede eficacitatea acestui montaj de stabilizare. Cînd temperatura mediului înconjurător variază de la 20 la 60°, perioada de repetiție a impulsurilor generate nu variază cu mai mult de 10%.

Astfel perioada de succesiune a impulsurilor crește cu creșterea constantei de timp RC. Durata impulsurilor se micșorează cu micșorarea numărului de spire ale înfășurărilor, a capacității condensatorului C și a secțiunii miezului magnetic. Dacă se utilizează miezuri tip E, atunci durata impulsurilor se micșorează o dată cu creșterea întrefierului.

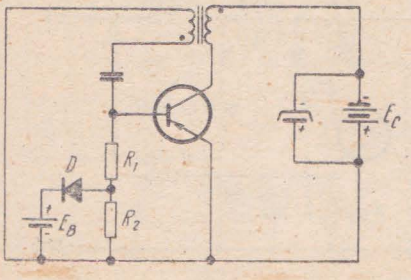


Fig. 3.26. Schema de principiu pentru stabilizarea frecvenței de succesiune a impulsurilor în oscilatorul blocat.

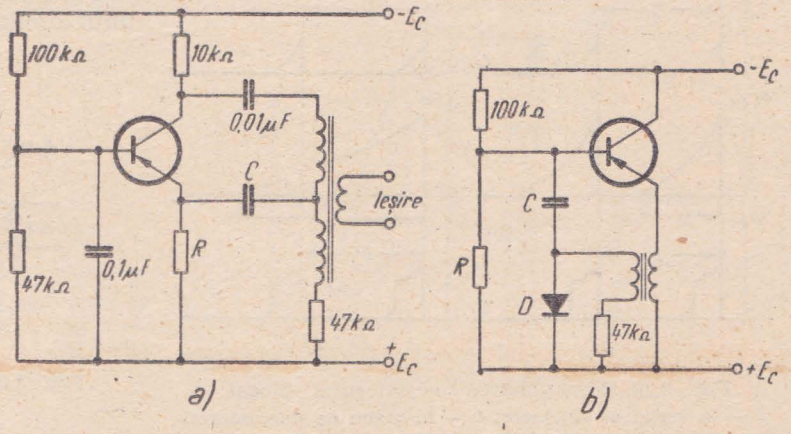


Fig. 3.28. Oscilator blocat autoexcitat:
a — schema cu bază comună; *b* — schema cu colectorul comun.

Schema oscilatorului blocat autoexcitat analizată a fost întocmită după varianta cu emitorul comun.

Arhiva digitala SaDAng

Panta frontului impulsului crește cu micșorarea numărului de spire ale înfășurărilor. Amplitudinea curentului de colector crește o dată cu creșterea capacității condensatorului C și a coeficientului de amplificare al tranzistorului.

b. Oscilatorul blocat comandat

Oscilatorul blocat comandat se caracterizează prin faptul că tranzistorul este bine menținut în stare de blocare, în lipsa unui semnal aplicat din afară, printr-o polarizare corespunzătoare (automată sau exterioară). De exemplu, în schema cu emitorul comun este suficientă o tensiune de pozitivare a bazei de 0,5—1,5 V. Oscilatorul poate fi declanșat de un impuls de tensiune exterior aplicat pe bază (impuls negativ) sau pe colector (impuls pozitiv), care reușește să deblocheze tranzistorul. Din moment ce tranzistorul a început să conducă, procesul continuă ca la oscilatorul blocat autoexcitat, numai că aici, după dispariția curentului de colector, tranzistorul rămîne blocat pînă la sosirea altui impuls exterior de declanșare. În această situație se spune că oscilatorul blocat funcționează în regim de așteptare. Perioada proprie a oscilatorului T_p, determinată de constanta de timp RC, este în acest caz mai mică decît perioada de succesiune a impulsurilor de declanșare T_d aplicate la intrare (fig. 3.29, *a*).

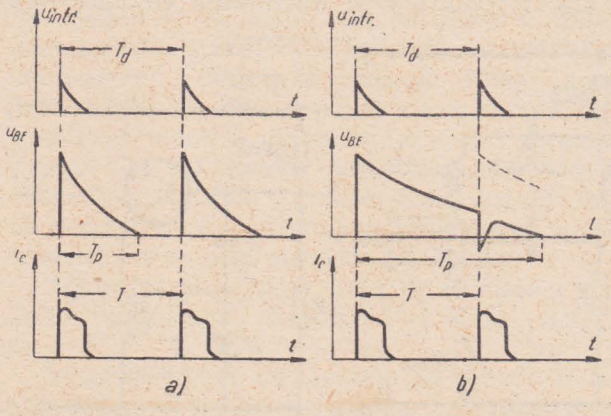


Fig. 3.29. Funcționarea oscilatorului blocat: *a* — în regim de așteptare; *b* — în regim de sincronizare.

Dacă relația dintre aceste două perioade se prezintă așa cum se arată în fig. 3.29, *b*, atunci se spune că oscilatorul blocat funcționează în regim de sincronizare.

Este posibil ca oscilatorul blocat să funcționeze și în regim de divizare a frecvenței, dacă se realizează relația dintre aceste perioade așa cum se arată [16] în fig. 3.30.

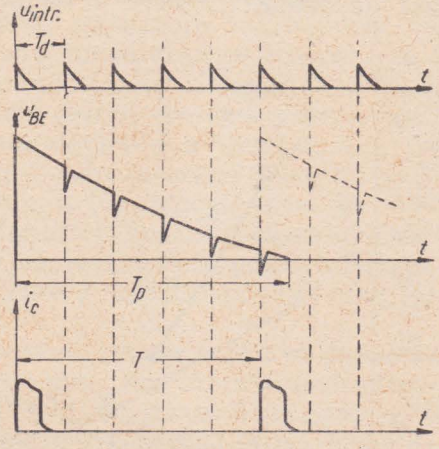


Fig. 3.30. Funcționarea oscilatorului blocat în regim de divizare a frecvenței impulsurilor.

În fig. 3.29 și 3.30 s-a notat cu u_{intr} tensiunea instantanee a semnalului de declanșare, cu u_{BE} — tensiunea instantanee dintre bază și emitor și cu i_c — valoarea instantanee a curentului de colector.

În fig. 3.31 se prezintă schema practică a unui oscilator blocat în regim de așteptare.

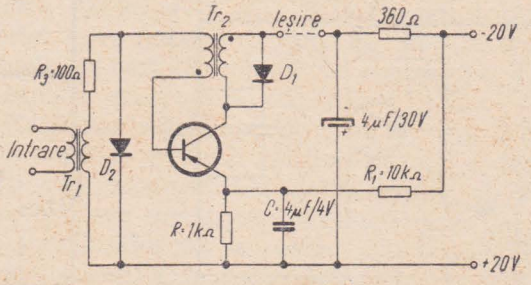


Fig. 3.31. Schema practică a unui oscilator blocat în regim de așteptare.

Rezistența R_3 și dioda D_2 contribuie la evitarea influenței proceselor din oscilatorul blocat asupra sursei de impulsuri de declanșare. Polarizarea necesară regimului de așteptare este realizată prin divizorul de tensiune RR_1.

Dioda D_1 reprezintă o măsură de protecție a colectorului la supratensiuni, în momentul blocării tranzistorului.

Schemele pentru oscilatorul blocat în regim de sincronizare și de divizare a frecvenței nu diferă în principiu de schemele oscilatorului blocat autoexcitat, numai că trebuie să se realizeze relațiile amintite între perioada proprie și perioada de repetiție a semnalului de declanșare.

Folosind tranzistoare de joasă frecvență și transformatoare de impulsuri potrivite se pot obține impulsuri cu durata de 4—5 μs, cu fronturi de 1,5—2 μs și cu frecvența de succesiune a impulsurilor pînă la 20 kHz. Cu tranzistorul P6G se pot obține la $E_c = 20$ V, impulsuri cu amplitudinea de 0,5—0,7 A [16].

c. Circuite de formare a impulsurilor generate de oscilatorul blocat

În fig. 3.32 se prezintă schema practică a unui oscilator blocat autoexcitat cu circuit de formare *LC* în circuitul de colector.

Prin schimbarea valorilor rezistenței R_3 și a capacității condensatorului C_1 se poate regla frecvența de succesiune a impulsurilor generate. Prin schimbarea rezistenței R_4 și a capacității condensatorului C se pot regla parametrii impulsului.

În fig. 3.33 se prezintă schema practică a unui oscilator blocat, funcționînd în regim de așteptare, cu circuit *LC* de formare a impulsurilor. Funcționarea în regim de așteptare este

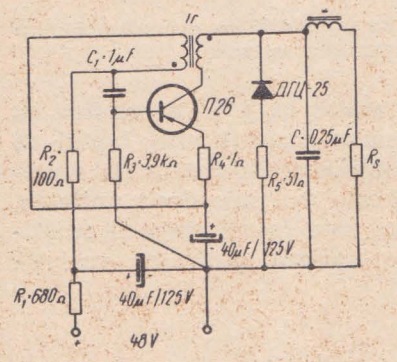


Fig. 3.32. Oscilator blocat cu circuit *LC* de formare a impulsurilor.

determinată de negativarea emitorului prin divizorul de tensiune $R_3 R_4$.

Acest oscilator blocat în regim de așteptare constituie de fapt un amplificator și formator de impulsuri.

Conectînd la intrarea schemei din fig. 3.33 bornele de ieșire ale schemei din fig. 3.32 s-a obținut un generator de impulsuri, cu care s-a alimentat circuitul de tact al schemelor de comutație cu miezuri magnetice. Caracteristicile acestor impulsuri sînt următoarele: durata 7 μs; front 1,5—2,5 μs; formă de clopot; amplitudinea

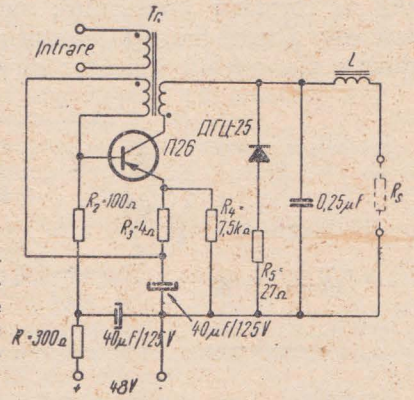


Fig. 3.33. Oscilator blocat în regim de așteptare cu circuit *LC* de formare a impulsurilor.

3,5—5 A pe sarcina corespunzătoare; frecvența de succesiune 2 kHz.

Este de remarcat faptul că deși curentul maxim admisibil prin tranzistor este 400 mA, totuși, lucrînd în regim de impulsuri și folosind circuite *LC* de formare, s-au obținut impulsuri de amplitudine foarte mare. Este drept că pentru preîntîmpinarea încălzirii excesive a tranzistorului a trebuit să se folosească plăci de răcire cu dimensiunile de 40/30/1,5 mm (tranzistorul utilizat poate disipa maximum 250 mW).

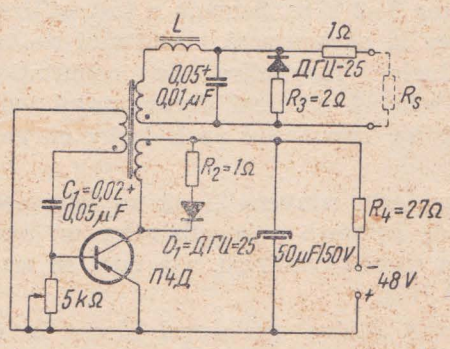


Fig. 3.34. Oscilator blocat autoexcitat cu circuit *LC* de formare în secundar.

Dezavantajul acestui generator de impulsuri constă în dependența caracteristicilor impulsurilor de rezistența de sarcină, ceea ce limitează numărul de celule magnetice alimentate (20 celule, care comută simultan).

În fig. 3.34 se prezintă schema practică a unui oscilator blocat autoexcitat realizat cu tranzistorul de putere sovietic П4Д (schemă

Arhiva digitală SaDAng

cu emitorul comun) și cu circuitul de formare LC în circuitul secundar al transformatorului de impulsuri, unde se conectează și sarcina. Inductanța L este neliniară. În momentul inițial al formării impulsului, inductanța neliniară este foarte mare și curentul mic. Cînd inducția din miezul inductanței ajunge la satu-

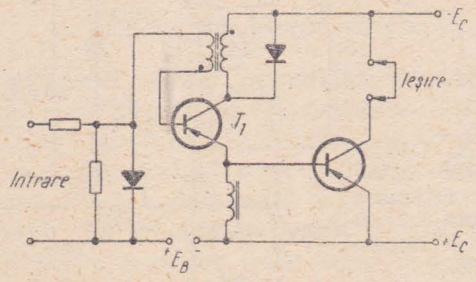


Fig. 3.35. Folosirea amplificatorului de curent continuu pentru formarea impulsurilor generate de oscilatorul blocat.

rație, inductanța se micșorează și curentul crește brusc atingînd mărimea maximă după 3–5 μs de la momentul inițial.

Rezistența R_3 și dioda D_2 au rolul de a scurtcircuita o alternanță a curentului din circuitul secundar. Impulsul din circuitul de sarcină are forma de clopot, amplitudinea 3–5 A, durata 7 μs, frontul 1,5–2 μs și frecvența de succesiune 1–2 kHz. Schema a fost utilizată de asemenea la alimentarea circuitului de tact al dispozitivelor magnetice de comutație. Și această schemă prezintă dezavantajul variației parametrilor impulsului de la ieșire cu variația sarcinii.

Uneori este convenabil să se folosească ca circuit de formare a impulsurilor un amplificator cu curent continuu, așa cum se arată în fig. 3.35 [17].

Cuplajul dintre oscilatorul blocat în regim de așteptare (tranzistorul T_1) cu amplificatorul de curent continuu (tranzistorul T_2) se face prin intermediul unei inductanțe speciale conectată în emitorul tranzistorului T_1. Transformatorul de impulsuri este realizat cu miezuri de ferită cu ciclul histerezis dreptunghiular.

Este posibil [15] ca, la ieșire, impulsul să mai fie format în continuare și cu ajutorul altor elemente (de exemplu o linie de întîrziere).

d. Generator de impulsuri cu dependență mică de variația sarcinii

Oscilatoarele blocate au în general dezavantajul că regimul lor de funcționare este influențat în destul de mare măsură de variația sarcinii.

În fig. 3.36 se prezintă schema practică a unui generator de impulsuri care este capabil să dea la ieșire impulsuri de curent cu amplitudinea practic constantă (4 A) cînd rezistența de sarcină variază de la 1 la 15 Ω, ceea ce constituie un avantaj mare în cazul folosirii generatorului pentru alimentarea circuitului de tact al instalațiilor de comutație cu elemente magnetice. Generatorul se compune dintr-un oscilator blocat autoexcitat cu circuit de formare LC în secundar și cu un etaj de amplificare în impuls cu baza comună.

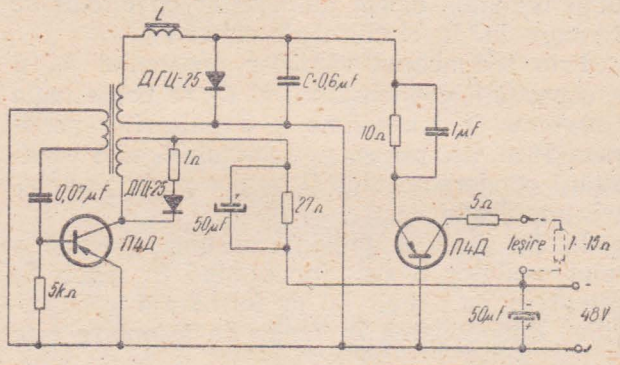


Fig. 3.36. Generator de impulsuri cu dependență mică de variația sarcinii.

După cum s-a arătat în § 1.4 c, schema cu baza comună se caracterizează prin faptul că coeficientul de amplificare în curent (la scurtcircuitarea ieșirii) este mai mic decît unitatea, impedanța de ieșire este foarte mare și amplificarea de putere variază puțin cu variația sarcinii.

Bibliografie

1. Артур В. Л. и др., Основы полупроводниковой электроники (перевод с английского), Советское радио, Москва, 1958.
2. *Buznea D.*, Curs de tranzistori, Editura Academiei Militare Generală, București, 1960.
3. Кригман Л. М. Полупроводниковые триоды и их применение (перевод с английского), Госэнергоиздат, Москва, 1957.

4. *Schreiber H.*, Technique et applications des transistors, Société des editions radio, Paris, 1958.
5. *Wolfendale E.*, The Junction Transistor and its applications, London, 1958.
6. *Amos S. W.*, Principles of transistors circuits, London, 1959.
7. *Gherşzon E. V., Nicolaevschi I. F.*, Utilizarea tranzistoarelor în radio şi televiziune (trad. din l. rusă), Editura Tehnică, Bucureşti, 1958.
8. *Vasseur I. P.*, Propriétés et applications des transistors, Paris, 1958.
9. *Rakovich*, A transistor multivibrator, Electronic Engineering, May, 1961, pp. 303–305.
10. *Wolfendale E., Morgan L. P., Stephenson W. L.*, The junction transistor as a computing element, Electronic Engineering, v. 29, January–March, 1957.
11. Галперин Е. И., Сулицкий И. Н. Полупроводниковые логические переключающие схемы, Советское Радио, Москва, 1960, cap. IV, pp. 127 — 129.
12. Сенаторов К. И., Берестовский Г. Н., Анализ процессов в блокинггенераторе на полупроводниковом триоде, Радиотехника и Электроника, № 5, май 1956, pp. 654 — 669.
13. Азпан И. М., Берестовский Г. Н., Капцов Л. Н. Рживкин К. С., Сенаторов К. И., Полупроводниковые триоды в регенеративных схемах, Госэнергоиздат, Москва, 1959, cap. III şi cap. IV, pp. 179 — 296.
14. Ицхоки И. С., Импульсные устройства, Советское Радио, Москва, 1959, pp. 686—710.
15. *Carroll I. M.*, Transistor circuits and applications, Mc Graw-Hill Book Comp., Inc., New York, 1957, pp. 124–125; 132–145.
16. Мартынов Е. М., Бесконтактные переключающия устройства, Госэнергоиздат, Москва, 1958, pp. 61–65.
17. Демин Е. А., Чиненков Л. А., Регистры сдвига на ферритовых сердечниках в радиотехнике, Госэнергоиздат, Москва, 1960, p. 46.
18. *Linvil I. E., Mattson R. H.*, Junction transistor blocking-oscilators, Proc. I.R.E., 1955, v. 43. nr. 11, p. 1632.
19. *Shea R. E.*, Transistor circuit Engineering Willey, 1957, pp. 324–357.
20. *A. W. Lo*, Transistor Trigger circuits, Proc. I.R.E., 40, Nov. 1952, p. 1531.
21. *Beter R. H., Brandley W. E., Brown R. B., Rubinoff M.*, Direct compled circuits, Electronics, v. 28, June 1955, pp. 132–136.
22. *Klein A. G.*, The Schmidt Trigger circuits, Electronic Engineering, nr. 1, 1958.
23. *Suran J. I., Reibert F. A.*, Two-terminal analysis and synthesis of junction transistor multivibrators, Trans. I.R.E., v. 26, nr. 3, 1956.
24. Сенаторов К. И., Гужов В. П., К исследованию процессов в блокинггенераторе на полупроводниковом триоде, Радиотехника и Электроника, № 9, 1957, pp. 1119—1126.

Arhiva digitala SaDAng

IV

Radioreceptoare cu tranzistoare

1. Generalităţi

Radioreceptoarele portabile reprezintă primul domeniu în care tranzistoarele şi diodele semiconductoare au cucerit întîietatea în întrecerea lor cu tuburile electronice.

Revistele de specialitate apărute în cursul anilor 1950—1961, în diferte ţări, citează un număr impresionant de scheme de radioreceptoare tranzistorizate.

În paralel cu fabricarea pe scară industrială a radioreceptoarelor cu tranzistoare, numeroşi pionieri, elevi de şcoli medii, studenţi sau tehnicieni de alte specialităţi, ca să nu amintim radioamatorii consacraţi sau tehnicienii de specialitate electronică, se străduiesc să-şi construiască singuri aparate de recepţie cu tranzistoare. O preocupare deosebită pentru construcţia radioreceptoarelor cu tranzistoare există în mediul sătesc — în comunele încă neelectrificate unde folosirea acestor radioreceptoare prezintă avantaje foarte mari.

Este de prevăzut că o dată cu producţia de tranzistoare pe scară industrială în ţara noastră, aceste preocupări să sporească şi mai mult şi să cuprindă mase tot mai largi de oameni ai muncii. Pentru a veni în ajutorul lor, în lucrarea de faţă se va acorda o atenţie deosebită problemelor teoretice şi practice ale radioreceptoarelor cu tranzistoare.

La început s-au construit aparate pentru recepţia programelor pe unde medii şi lungi. În ultimii ani, după ce s-a pus la punct tehnologia tranzistoarelor cu joncţiuni de frecvenţă înaltă şi ultraînaltă, a început construcţia radioreceptoarelor cu trei game de unde: lungi, medii şi scurte şi a radioreceptoarelor pentru gama undelor ultrascurte.

După principiul de alcătuire a schemelor, radioreceptoarele se împart în trei grupe: cu amplificare directă, cu superreacţie şi superheterodine.

Radioreceptoarele cu amplificare directă sînt cele mai simple. Ele pot fi uşor construite de nespecialişti folosind scheme experimentale din reviste. Aceste aparate sînt destinate recepţiei posturilor locale de emisie. Prin aplicarea reacţiei se poate îmbunătăţi sensibilitatea, ceea ce permite şi recepţionarea posturilor îndepărtate.

Folosind piese şi surse miniaturizate, se pot construi radioreceptoare cu amplificare directă, avînd dimensiuni comparabile cu o lanternă de buzunar.

Radioreceptoarele cu superreacţie dau posibilitatea să se obţină o bună sensibilitate cu un număr foarte redus de etaje. Ele sînt indicate să intre în compunerea radiotelefoanelor portabile destinate să realizeze legături la distanţe mici. Aceste radioreceptoare fără sursă şi cască telefonică pot avea dimensiunile unei cutii de chibrituri.

Radioreceptoarele superheterodină au schemele mult mai complexe. În construcţia lor se ivesc adesea unele dificultăţi legate de acordul şi reglarea etajelor, necesitînd o experienţă mai mare în domeniul lucrului practic cu tranzistoare. Radioreceptoarele superheterodine se construiesc în diferite variante. Pentru o sonoritate mai bună se folosesc cutii din lemn sau material plastic de dimensiunile unei poşete. Se construiesc şi tipuri miniaturizate (de buzunar) ale căror dimensiuni sînt comparabile cu ale radioreceptoarelor cu amplificare di-

rectă. Radioreceptoarele superheterodină asigură performanţele cele mai bune, îndeosebi din punct de vedere al sensibilităţii şi selectivităţii. Ele pot recepţiona un număr mare de posturi, comparîndu-se cu radioreceptoarele obişnuite cu tuburi electronice.

După natura semnalelor, radioreceptoarele se împart în: radioreceptoare pentru semnale modulate în amplitudine şi radioreceptoare pentru semnale modulate în frecvenţă. În acest capitol se vor analiza radioreceptoarele combinate cu tuburi electronice şi tranzistoare, cu amplificare directă, cu reacţie şi superreacţie, precum şi radioreceptoarele superheterodină.

2. Radioreceptoare combinate cu tuburi electronice şi tranzistoare

Introducerea semiconductoarelor în radioreceptoarele moderne a început prin folosirea diodelor cu germaniu ca detectoare şi redresoare.

Mai tîrziu tranzistoarele au intrat în compunerea părţii de audiofrecvenţă. Paralel cu perfecţionarea tehnologiei de fabricaţie a tranzistoarelor, frecvenţa limită de lucru a crescut, iar tranzistoarele au înlocuit tuburile electronice şi în partea de radiofrecvenţă a radioreceptoarelor.

Radioreceptoarele în care tuburile electronice se utilizează pentru amplificarea semnalului de radiofrecvenţă pînă la detecţie iar tranzistoarele se utilizează pentru amplificarea semnalului de audiofrecvenţă au primit denumirea de radioreceptoare combinate sau hibride.

Radioreceptoarele combinate se utilizează ca aparate portabile sau de automobil, alimentate de obicei la tensiunea de 6—12 V. La această tensiune, tranzistoarele funcţionează normal şi se pot obţine puteri de 2—4 W la ieşirea amplificatorului de audiofrecvenţă, ceea ce nu s-ar putea obţine cu tuburi electronice alimentate la 6—12 V. Pentru partea de radiofrecvenţă se utilizează tuburile electronice.

Există mai multe tipuri de scheme care se deosebesc prin:

— folosirea tuburilor electronice normale ca: DF96, DK96, ECH81, ECC85, EF89, EBF89, ECF83, 1К2П, 1А2П, 1Й2П, 6Й1П, 6Ж1П, 6Ж5П etc., alimentate la tensiunea anodică de 60—90 V, obţinută prin convertizor de curent continuu, alimentat de la sursa de 6—12 V;

— folosirea tuburilor electronice susmenţionate la tensiuni anodice mici (6—12 V);

— folosirea tuburilor electronice construite special pentru tensiune anodică de 6—12 V, ca: ECC86, EF97, ECH83, EF98 etc.

În tabelele 4.1, 4.2 şi 4.3 sînt daţi parametrii tuburilor electronice normale cît şi parametrii tuburilor electronice speciale pentru tensiuni mici.

Din studierea acestor parametri rezultă că folosind tuburi electronice subalimentate se

Tabela 4.1

Parametrii tuburilor electronice normale, alimentate cu tensiuni anodice mici

Indicativul	6Й1П		6Ж1П		1К1П		1К2П		1А1П		1А2П	
Intrebuinţarea	Osc.	Mix.	AFI		AIF	AFI	AIF	AFI	Osc.	Mix.	Osc.	Mix.
U_a (V)	6	12	6	12	6	12	6	12	6	12	6	12
I_a (mA)	0,25	0,55	0,45	1	0,18	0,38	0,12	0,19	0,11	0,18	0,10	0,14
U_{g_1} (V)	—0,05	—0,05	—0,05	—0,05	+0,3	+0,1	+0,3	+0,1	+0,3	+0,2	+0,3	+0,2
S (mA/V)	0,12	0,2	0,8	1,3	0,35	0,42	0,18	0,25	0,05	0,08	0,05	0,07
R_i (MΩ)	0,5	0,25	0,2	0,45	0,15	0,2	0,25	0,35	0,4	0,4	0,4	0,5

Arhiva digitala SaDAng

Tabela 4.2

Parametrii tuburilor electronice speciale pentru tensiune anodică redusă

Indicativul	EBF83		ECC85		ECH83		ECH83		EF97		EF98	
Intrebuințarea	AIF	Det.	O. M.	AIF	Oscilator		Amestecător		AIF		AFI	AIF
U_a (V)	6	12	6	12	6	12	6	12	6	12	6	12
I_a (mA)	0,12	0,45	0,9	2.5	0,3	0,7	0,05	0,17	0,8	2,5	0,5	1,8
U_{g1} (V)	6	12	—	—	—	—	6	12	3,7	6,3	3,7	6,3
I_{g_2} (mA)	0,04	0,14	—	—	—	—	0,08	0,3	0,3	0,9	0,17	0,55
R_i (M Ω)	0,65	1	0,006		—	—	1,3	1,5	0,07	0,1	0,08	0,2
S mA/V	0,45	1	2,6	4,6	0,8	1,4	0,1	0,22	0,9	1,8	0,9	2

Tabela 4.3

Date comparative ale tuburilor electronice folosite în radioreceptoarele combinate

Intrebuințarea	Pentode cu pantă variabilă			Triode — hexode				Duble diode pentode	
	EF89	EF97		ECH81	ECH83	ECH81	ECH83	EBF89	EBF83
	AIF	AFI	AIF	Amestecător		Amplificare		AFI, AAF, Det	
U_{g_2}, V	30	1,6	3,2	30	6	30	6	30	6
S, mA/V	1,5	0,45	0,9	0,35	0,09	1,1	0,25	1,7	0,45
I catodic, mA	1,6	0,4	1,1	2,5	0,4	1,6	0,13	1,8	0,16
Amplific. la 0,5 MHz	—	02	25	30	8	30	—	95	25
Amplific. la 10 MHz	32	10	12	—	—	19	8	34	14

pot realiza radioreceptoare combinate la fel de sensibile ca și radioreceptoarele cu alimentare obișnuită. Schemele-bloc [19] ale radioreceptoarelor combinate de putere mică (0,1—0,5 W) sînt prezentate în fig. 4.1, *a*, *b* și *c*.

În schema radioreceptorului din fig. 4.1 *a* partea de audiofrecvență este tranzistorizată și alimentată de la o sursă de 6 V. Din aceeași sursă se alimentează în serie filamentele tuburilor. Tuburile electronice din partea de radiofrecvență sînt alimentate la tensiunea de 60 V obținută de la un convertizor de curent continuu (c.c.c.) cu tranzistoare, alimentat în primar cu 6 V.

În schema radioreceptorului din fig. 4.1, *b*, atît tuburile electronice cît și tranzistoarele sînt alimentate cu tensiunea de 12 V. Pentru a obține aceeași amplificare în circuitele de frecvență intermediară ca și la schema din fig. 4.1, *a*, în acest caz se utilizează două etaje amplificatoare de frecvență intermediară.

În schema radioreceptorului din fig. 4.1, *c*, atît tuburile electronice cît și tranzistoarele sînt alimentate cu tensiunea de 6 V.

În această schemă se utilizează două etaje amplificatoare de frecvență intermediară și un etaj amplificator de radiofrecvență.

Pe fiecare schemă din fig. 4.1 sînt indicate tensiunile de semnal în diverse puncte și amplificările de tensiune ale etajelor respective.

6–12 V. Pentru aceasta este însă necesară fixarea judicioasă a punctului de funcționare a tuburilor. Astfel, pentru mărirea pantei S se aplică o mică tensiune pozitivă (0,2–0,4 V) pe grila de comandă, pentru a lucra cu curenți de grilă [19] foarte mici (0,05–0,5 μA), fără a

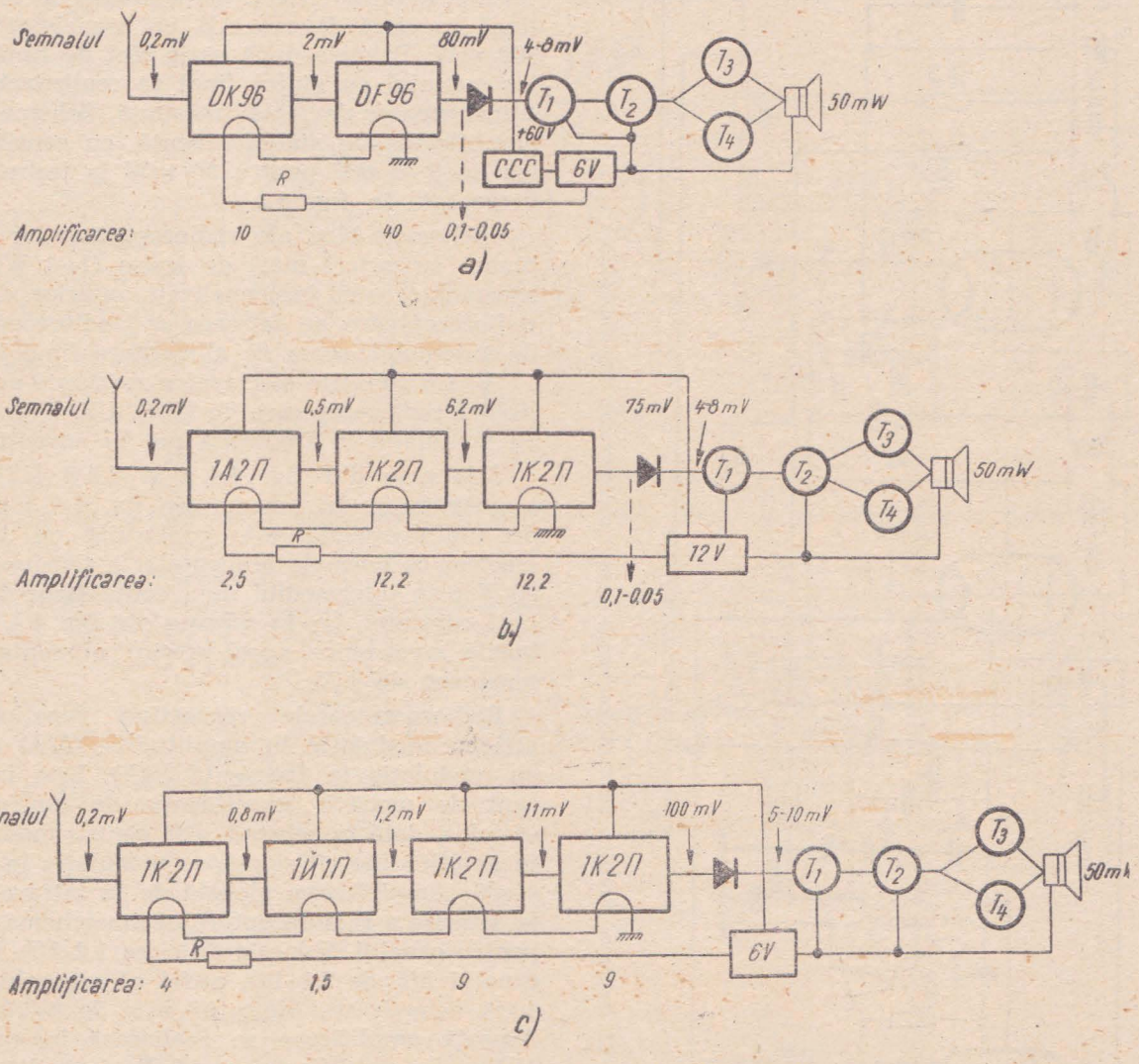


Fig. 4.1. Schemele-bloc ale radioreceptoarelor combinate:
a — radioreceptor cu 6 circuite acordate; *b* — radioreceptor cu 8 circuite acordate; *c* — radioreceptor cu 9 circuite acordate.

Amplificarea unui etaj de frecvență intermediară (*FI*) cu tubul 1K2П este cuprinsă între 9 (Ua=6 V) și 13 (Ua=12 V), iar cu tubul similar DF96 amplificarea este de 40–50, la tensiunea anodică de 60 V. Se vede, deci, că se poate [5] realiza o amplificare suficientă (100–150) cu etaje de *FI* alimentate la tensiuni de

reduce prea mult rezistența de intrare a etajului, care rămîne de 0,2–0,5 MΩ.

Tuburile DK96, 1A1П, 1Й2П, 1A2П oscilează pînă la tensiuni anodice de 5–6 V numai dacă cuplajul inductiv de reacție este bine ales și grila de comandă este ușor pozitivată. În aceste condiții, amplificarea etajului oscilator-ameste-

Arhiva digitala SaDAng

cător cu aceste tuburi este de 2–3 la tensiunea de 6–12 V, pe cînd la tensiunea de 60 V amplificarea este 10–12. Schema părții de radiofrecvență pentru unul din cazurile enumerate [19] este prezentată în fig. 4.2.

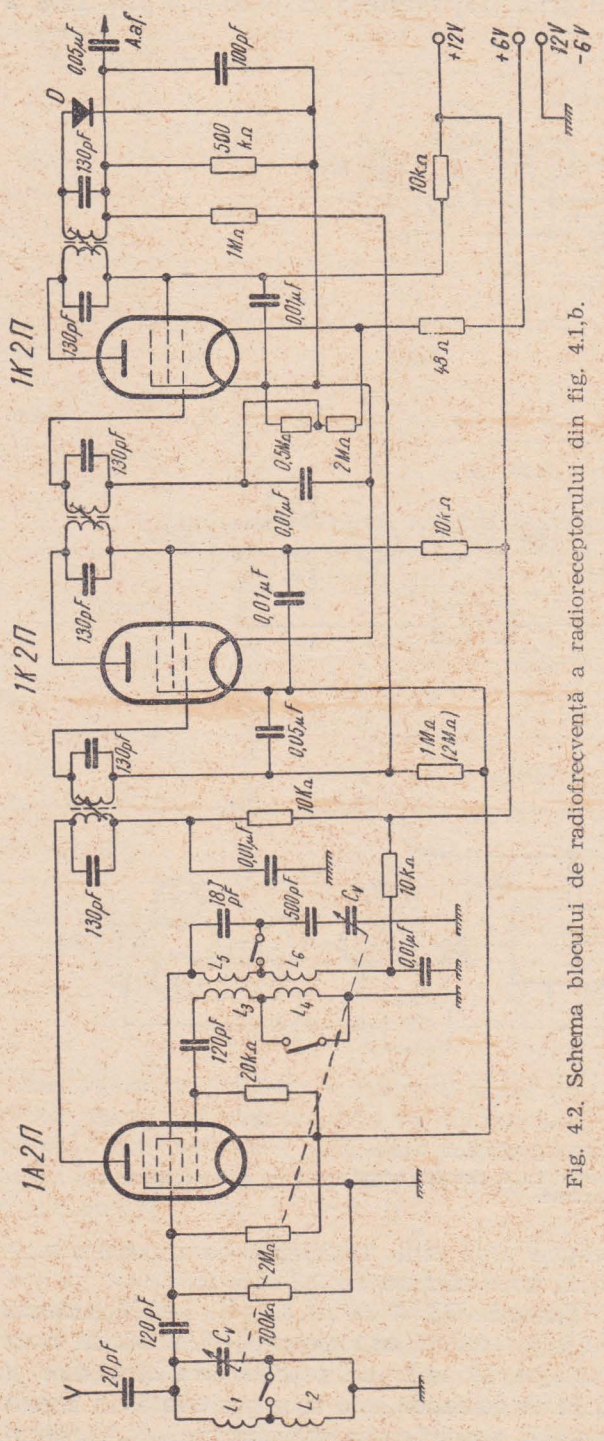


Fig. 4.2. Schema blocului de radiofrecvență a radioreceptorului din fig. 4.1, *b*.

Sensibilitatea amplificatorului de audiofrecvență cu tranzistoare este determinată de numărul etajelor și de amplificarea fiecărui tranzistor în parte. Pentru o putere de ieșire de 0,2–0,5 W sînt necesare trei etaje cu tranzistoare: un etaj preamplificator cu tranzistoare de 30–50 mW putere și amplificarea $\beta = 30...50$, un etaj defazor cu tranzistor similar și un etaj final în clasă B sau AB cu tranzistoare de 100 mW. Primele două etaje sînt de tipul *RC*, iar cuplajul cu etajul final se realizează prin transformator de joasă frecvență. Schema unui amplificator de audiofrecvență, cu sensibilitatea de 3–8 mV pentru 50 mW la ieșire, este prezentată în fig. 4.3.

Schemele-bloc ale radioreceptoarelor combinate cu puteri mari de ieșire (1–4 W) sînt asemănătoare cu cele analizate anterior. Aceste radioreceptoare se folosesc ca radioreceptoare de automobil, sursa de alimentare fiind de 6–12 V. Cu tuburile electronice existente se realizează radioreceptoare de UUS, US, UM și UL cu modulație în frecvență sau în amplitudine.

Schemele din fig. 4.4, *a* și 4,4 *b* [17] sînt asemănătoare. În schema din fig. 4.4, *a* partea de radiofrecvență este construită cu tuburi electronice normale alimentate la tensiunea de 60 V prin intermediul unui convertizor de curent continuu, iar în schema din fig. 4.4, *b* tuburile electronice speciale sînt alimentate la tensiunea de 6 V.

Radioreceptoarele respective funcționează atît cu modulație în amplitudine (*MA*) cît și cu modulație în frecvență (*MF*). Este interesant de urmărit amplificarea de tensiune a etajelor, dată în schemă, atît pentru modulația în amplitudine cît și pentru modulația în frecvență. Amplificarea globală de la intrare pînă la detecție a radioreceptorului din schema 4.4, *a* pentru canalul *MA* este de circa $1{,}2 \cdot 10^5$, iar în canalul *MF* de $3{,}1 \cdot 10^6$, astfel că semnalul util după demodulare (detecție) este de 8–10 mV. Această amplificare se realizează în canalul *MA* cu un amplificator aperiodic de înaltă frecvență ($a = 15$), etajul oscilator-amestecător cu tubul ECH81 ($a = 30$) și un etaj de *FI* ($a = 95$) cu două circuite acordate, în total 6 circuite acordate.

Radioreceptorul cu tuburi speciale din fig. 4.4, *b* realizează în canalul *MA* o amplificare globală de $2 \cdot 10^5$, iar în canalul *MF* o amplificare de $1{,}5 \cdot 10^6$, ceea ce asigură un semnal util după demodulare de 15–16 mV.

Amplificatorul de audiofrecvenţă pentru 2—3 W putere de ieşire se construieşte în clasă B cu tranzistoare a căror putere disipată pe colector este 0,75—1 W.

Pentru aceeaşi putere de ieşire, un etaj final alimentat la tensiunea de 6 V necesită o putere de excitaţie de 3 ori mai mare decît acelaşi etaj final lucrînd la 12 V. Din acest motiv, etajul defazor trebuie să fie echipat de asemenea cu un tranzistor de putere (250 mW). Etajul preamplificator cu tranzistoare nu realizează însă de cele mai multe ori amplificarea de tensiune necesară, la un factor de zgomot corespunzător. Acest motiv a determinat pe

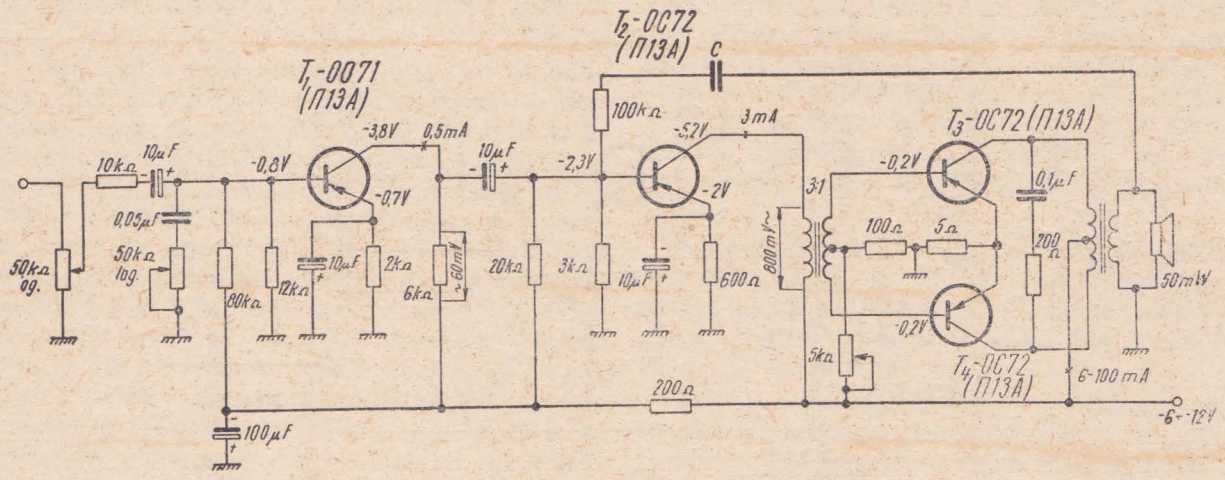


Fig. 4.3. Schema unui amplificator de audiofrecvenţă utilizat în radioreceptoarele combinate.

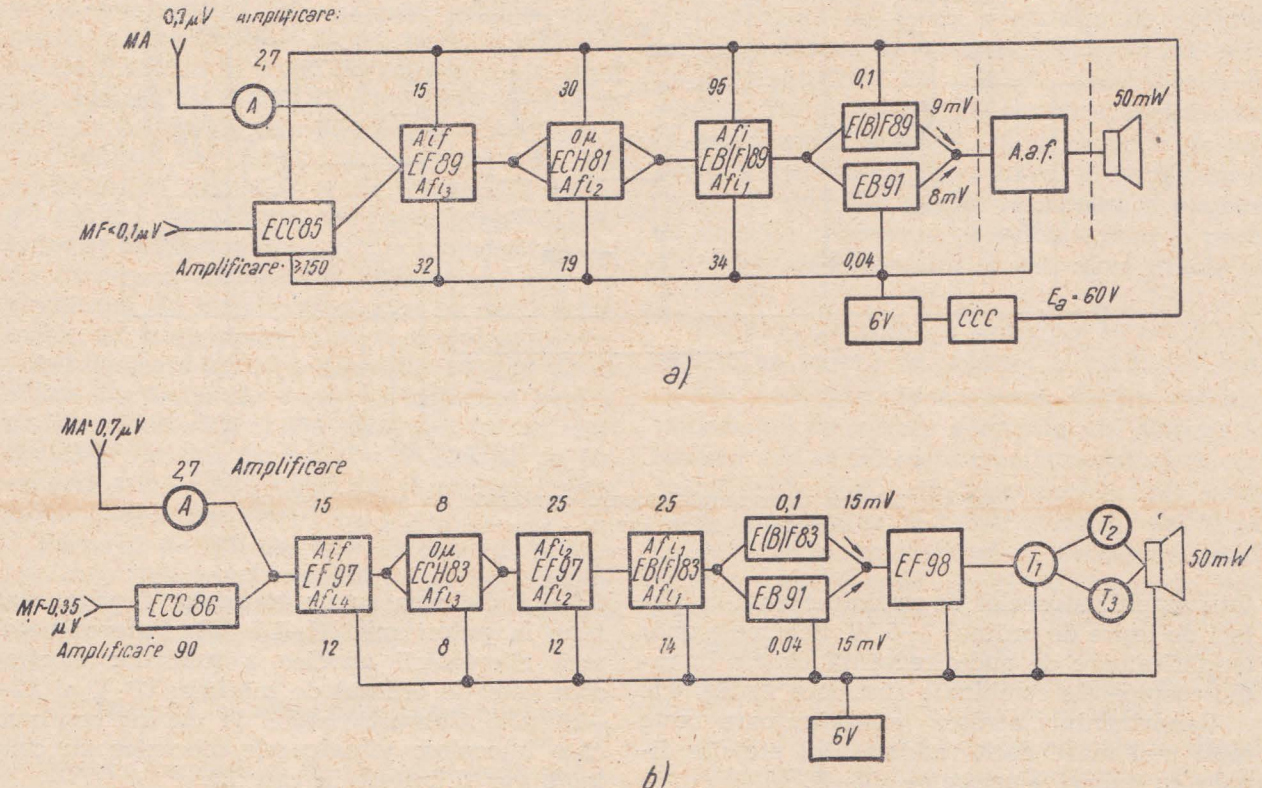


Fig. 4.4. Schemele-bloc ale radioreceptoarelor combinate pentru automobil:

a — radioreceptor cu tuburi electronice normale alimentate de la un convertizor de c.c.; *b* — radioreceptor cu tuburi electronice speciale pentru tensiuni mici alimentat direct de la acumulator.

Arhiva digitala SaDAng

unii constructori să utilizeze un tub electronic în funcţia de preamplificator. Tubul electronic din etajul preamplificator poate fi sau din categoria tuburilor speciale EF98, sau din categoria tuburilor normale (ECF83, EL95). Folosirea tuburilor electronice în etajul preamplificator este necesară pentru mărirea sensibilităţii amplificatoarelor de audiofrecvenţă cu puteri de ieşire de ordinul 3–5 W. Schemele unor amplificatoare de audiofrecvenţă uzuale în radioreceptoarele combinate sînt date în fig. 4.5.

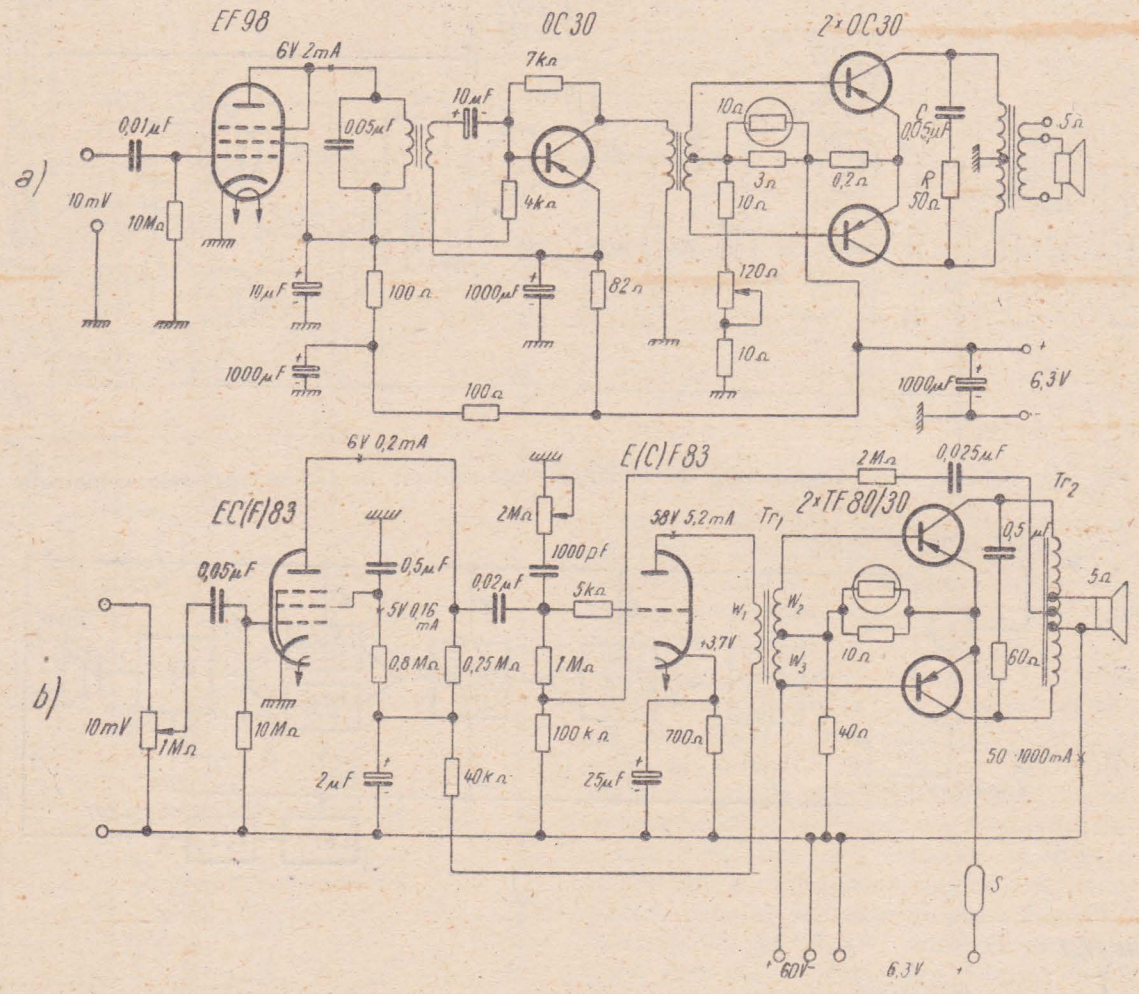


Fig. 4.5. Schema unor amplificatoare combinate de audiofrecvenţă:
a — amplificator de 250 mW; *b* — amplificator de 3 W.

Randamentul acestor amplificatoare este mult mai mare decît randamentul etajelor finale cu tuburi electronice (55–70%).

În radioreceptoarele combinate, tensiunea de 60 V pentru alimentarea anodică a tuburilor electronice se obţine cu ajutorul unui generator blocat, cu un tranzistor, alimentat la o tensiune de 6 V şi funcţionînd cu o frecvenţă de 200–1 000 Hz. Tensiunea anodică se obţine din secundarul transformatorului ridicător, prin redresare şi filtrare. Randamentul global al acestui tip de convertizor este de 0,6–0,8. Schema cu un tranzistor funcţionează bine la puteri mici (1–1,5 W). Puterea necesară alimentării anodice a tuburilor electronice este de ordinul de mărime: 60 V şi 12–18 mA. Convertizoarele de curent continuu care înlocuiesc vibratoarele mecanice cu contacte vor fi tratate în cap. 13.

În radioreceptoarele combinate se folosesc raţional atît calităţile tuburilor electronice în

partea de radiofrecvență pentru obținerea unei sensibilități și selectivități superioare, cît și calitățile tranzistoarelor în realizarea economică a etajelor de audiofrecvență de putere mare.

3. Radioreceptoare cu amplificare directă

Cele mai simple radioreceptoare cu amplificare directă pentru semnalele modulate în amplitudine se compun din două elemente obligatorii: un circuit oscilant de intrare și un etaj de detecție. Pe sarcina etajului de detecție se obține semnalul de audiofrecvență care poate fi amplificat apoi pînă la nivelul necesar. Este mult mai rațional să se amplifice semnalul de audiofrecvență în etaje cu tranzistoare ieftine de joasă frecvență decît să se adopte soluția, relativ dificilă, a amplificării semnalului de radiofrecvență. Din motive economice, pentru această categorie de radioreceptoare se folosesc schemele reflexe, în care semnalul de înaltă frecvență, după ce parcurge unul sau mai multe etaje, este detectat, iar semnalul de audiofrecvență este trecut din nou prin primele etaje pentru a fi amplificat. Astfel, tranzistoarele lucrează simultan în audio și radiofrecvență, dînd posibilitatea să se obțină amplificări destul de mari cu un număr mic de tranzistoare.

Circuitul de intrare servește de cele mai multe ori ca circuit de acord. Elementul variabil poate fi inductanța sau capacitatea. Valorile lor se determină din condiția acoperirii benzii de frecvență. Capacitatea minimă de acord a circuitului de intrare este mică în cazul schemelor cu tranzistoare. Cu un condensator variabil de acord cu capacitatea $C=10–150$ pF se obține un factor de acoperire suficient pentru undele medii (520–1 600 kHz), iar cu un condensator variabil normal $C=10–520$ pF se pot acoperi atît undele lungi cît și parțial undele medii (150–1 300 kHz).

Factorul de calitate este parametrul principal care determină sensibilitatea, iar adaptarea etajului la circuitul de intrare determină selectivitatea radioreceptorului.

a. Detecția și adaptarea impedanțelor

Detecția semnalului de radiofrecvență se face cu diode de înaltă frecvență cu contacte punctiforme, care lucrează pînă la frecvențe de ordinul 100–200 MHz. Diodele cu joncțiune *pn* au o capacitate mare și nu pot fi utilizate pentru detecție. Randamentul detecției cu diode este cuprins între 5 și 10%.

Detecția se poate face și cu tranzistoare. În ambele scheme de conectare, *EM* sau *BM*, detecția are loc pe joncțiunea emitor-bază, atunci cînd tranzistorul lucrează în clasă *B*, sau clasă *AB*. Pentru tranzistoarele cu contacte punctiforme, montajul de detecție este de obicei în schema *BM*, iar pentru tranzistoarele cu joncțiuni se folosește totdeauna montajul *EM*. În ambele cazuri curentul detectat al joncțiunii emitor-bază apare amplificat în circuitul colectorului.

Impedanța de intrare a unui etaj de detecție are valoarea de 50...500 kΩ pentru detecția cu diode, 20...250 Ω pentru detecția cu tranzistoare cu contacte punctiforme și 250 ... 4 000 Ω pentru tranzistoarele cu joncțiuni.

Pentru etajul de detecție cu tranzistoare se recomandă alegerea tranzistoarelor cu f_α mare, deoarece atît amplificarea cît și impedanța de intrare scad foarte mult atunci cînd frecvența de lucru este apropiată de frecvența limită f_α.

Impedanța de ieșire a etajului de detecție cu tranzistoare este relativ mare: 3–10 kΩ pentru tranzistoarele cu contacte punctiforme în schema *BM* și 50–500 kΩ pentru tranzistoarele cu joncțiuni în schema *EM*, și depinde de impedanța circuitului de intrare și amplificarea tranzistorului. Rezistența de sarcină a etajelor de detecție reprezintă ca valoare doar o parte din impedanța de ieșire și are valori uzuale de 3–30 kΩ.

Etajul de detecție cu tranzistor lucrează normal la un curent de colector $I_C=0{,}2...0{,}4$ mA.

Din necesități de adaptare, pentru mărirea impedanței de intrare a etajului de detecție în schema *EM* se folosește reacția negativă în circuitul emitorului, prin introducerea unei rezistențe între emitor și masă. Această rezistență, pe de o parte, ameliorează și termostabilizează funcționarea schemei, iar pe de altă parte, mărește simțitor impedanța de intrare a etajului.

Negativarea bazei se obține fie prin divizor de tensiune, fie prin conectarea unei rezistențe mari (0,2–1 MΩ) între colector și bază.

În cazul detecției cu diode, conectarea diodei de detecție la circuitul de intrare se face la 0,3...0,5 din numărul de spire ale circuitului oscilant. Conectarea tranzistorului cu un coeficient

Arhiva digitala SaDAng

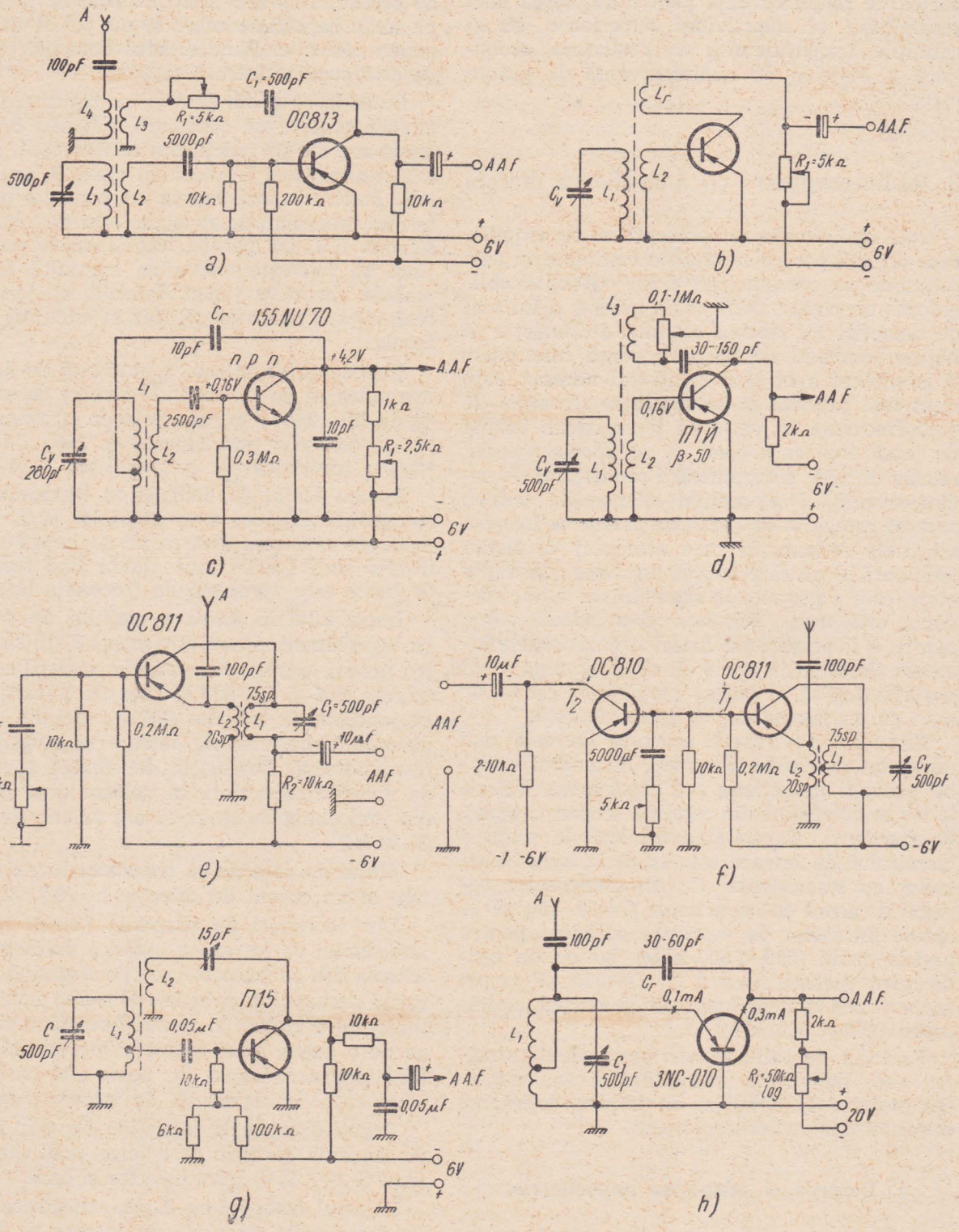


Fig. 4.6. Etaje de detecție cu reacție.

de cuplaj de 0,05...0,15 (prin transformator sau autotransformator) realizează o adaptare satisfăcătoare a impedanţelor.

b. Reacţia pozitivă în etajele de detecţie

Pentru a îmbunătăţi performanţele radioreceptoarelor cu amplificare directă se foloseşte reacţia pozitivă.

În fig. 4.6 se prezintă exemple de scheme [3, 10, 20] pentru etajele de detecţie cu tranzistoare în care se aplică reacţia pozitivă.

În schema din fig. 4.6, *a* reacţia se aplică prin circuitul $L_3R_1C_1$. Reacţia se reglează cu ajutorul rezistenţei R_1 care variază impedanţa circuitului de reacţie. Bobinele sînt înfăşurate pe un miez comun de ferită cu diametrul de 10 mm şi lungimea de 140 mm şi au respectiv: L_1—40 spire; L_2—3 spire; L_3—11 spire; L_4—20 spire.

În schema din fig. 4.6, *b* reacţia se reglează prin modificarea tensiunii de alimentare a colectorului.

În schema din fig. 4.6, *c* reacţia se reglează cu potenţiometrul R_1. Bobina de reacţie face parte din circuitul de acord. Bobinele sînt înfăşurate pe un miez de ferită de 10×10×140 mm cu liţă de înaltă frecvenţă; bobina L_1 are 66 spire, iar L_2—5 spire. Circuitul de reacţie (condensatorul C_r) se conectează la o priză a bobinei L_1 scoasă după 4 spire de la capătul de jos (comun cu L_2).

În schema din fig. 4.6, *d* reacţia se reglează prin variaţia factorului de calitate al bobinei L_3. Bobinele pe miez de ferită cu diametrul de 8 mm şi lungimea de 160 mm sînt înfăşurate cu liţă de înaltă frecvenţă astfel: L_1 are 70 spire: L_2—5 spire; L_3—6 spire. Tranzistorul folosit (П1И) trebuie să aibă un factor de amplificare în curent $\beta > 50$.

Un nou sistem de reglare a reacţiei este prezentat în schema din fig. 4.6, *e*. Tranzistorul lucrează ca amplificator de radiofrecvenţă în schema *BM*, ca detector pe joncţiunea emitor-bază şi ca amplificator de audiofrecvenţă în schema *EM*. Reacţia se reglează prin variaţia impedanţei de punere la masă a bazei din punct de vedere al radiofrecvenţei. Circuitul acordat L_1C_1 este conectat în circuitul colectorului. Rezistenţa R_2 reprezintă sarcina etajului de audiofrecvenţă.

În schema din fig. 4.6, *f* tranzistorul T_1 funcţionează ca detector cu reacţie, iar T_2 ca amplificator de audiofrecvenţă.

În schema din fig. 4.6, *g* se prezintă sistemul obişnuit de reacţie pentru tranzistoarele cu joncţiuni. Bobinele, pe miez de ferită tip Ф—600 cu diametrul de 8 mm şi lungimea de 140 mm, au următoarele date: L_1—8+34 spire; L_2—11 spire; ele se execută cu liţă de înaltă frecvenţă 15×0,07.

În schema din fig. 4.6, *h* se prezintă sistemul obişnuit de reacţie pentru tranzistoarele cu contacte punctiforme. Cuplajul cu circuitul de intrare L_1C_1 se alege experimental, în limitele unui factor de conectare $p=0,1...0,15$. Reacţia se reglează prin variaţia tensiunii de alimentare a colectorului (R_1).

c. Schemele-bloc ale radioreceptoarelor cu amplificare directă

În fig. 4.7 se prezintă cîteva exemple de scheme-bloc pentru radioreceptoarele cu amplificare directă.

Schema din fig. 4.7, *a* conţine un circuit de intrare *A*, un etaj detector *D* şi cîteva etaje amplificatoare de audiofrecvenţă (*AAF*).

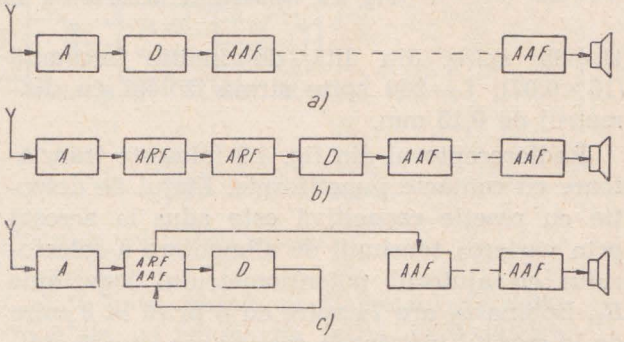


Fig. 4.7. Schemele-bloc ale radioreceptoarelor cu amplificare directă:
— radioreceptor fără amplificare de radiofrecvenţă; *b* — radioreceptor cu amplificare de radiofrecvenţă; *c* — radioreceptor reflex.

Schema din fig. 4.7, *b* conţine două etaje de amplificare de radiofrecvenţă, un etaj detector şi cîteva etaje amplificatoare de audiofrecvenţă.

Schema din fig. 4.7, *c* corespunde unui radioreceptor reflex.

d. Exemple de scheme ale radioreceptoarelor cu amplificare directă

În fig. 4.8 se prezintă un radioreceptor construit după schema-bloc din fig. 4.7, *a*. Circuitul de acord L_1C_1 şi dioda OA642 formează etajul de detecţie. Sarcina detectorului este potenţio-

Arhiva digitală SaDAng

metrul R_1. Semnalul de joasă frecvenţă este amplificat în trei etaje. Negativarea bazei primului etaj se obţine prin R_2, iar la celelalte două etaje ea se obţine prin divizoare de tensiune. Puterea de ieşire a radioreceptorului este 25 mW, iar sensibilitatea, 20 mV. Factorul de zgomot nu depăşeşte 22 dB, selectivitatea este 4...9 dB, iar frecvenţa de lucru 520—1 600 kHz.

Bobinele sînt construite pe un miez de ferită cu dimensiunile de 8×160 mm şi au: L_1 — ieşire: $p=5\,000$ spire, cu diametrul de 0,06; $s=2\times250$ spire, cu diametrul de 0,2.

În schema din fig. 4.9, *b* se pot urmări puterile alternative pe etaje, precum şi amplificările etajelor date în dB. Factorul de zgomot al primului etaj de 33 dB este caracteristic tranzistoarelor cu contacte punctiforme. Sensibilitatea radioreceptorului este 34 mV/m cu antena de ferită, pentru o putere de ieşire de 50 mW. Puterea maximă a etajului de ieşire este de 80 mW, iar puterea consumată de la sursa de

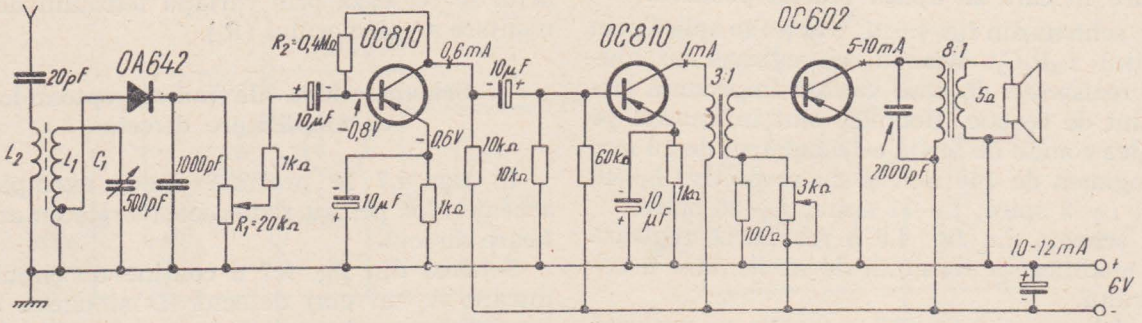


Fig. 4.8. Schema de principiu a unui radioreceptor cu amplificare directă.

18+35 spire din liţă de înaltă frecvenţă (15×0,07); L_2—200 spire sîrmă izolată cu diametrul de 0,15 mm.

Radioreceptorul din fig. 4.9 foloseşte tranzistoare cu contacte punctiforme. Etajul de detecţie cu reacţie capacitivă este adus la acroşaj prin varierea tensiunii de alimentare a colectorului cu ajutorul potenţiometrului logaritmic R_1. Bobina L_1 are 74 spire cu o priză la 8 spire de la capătul inferior la care se conectează emitorul.

Etajele de audiofrecvenţă au o impedanţă de intrare de 200 Ω, iar impedanţa de ieşire de 8—10 kΩ. La adaptarea între etaje (prin transformator) se foloseşte raportul de transformare $n=7:1$ ($p=5\,600$ spire conductor cu diametrul de 0,08; $s=800$ spire conductor cu diametrul de 0,07). Pentru evitarea premagnetizării miezului datorită componentei continue a curentului colectorului, asamblarea tolelor se face cu un întrefer de 0,3 mm. Rezistenţele din circuitul bazelor stabilesc punctul de funcţionare. Etajul final în clasa *B* este excitat cu o tensiune de intrare de circa 0,3 V, pe o rezistenţă de intrare de 50 Ω. Transformatorul adaptează impedanţa de ieşire de 10 kΩ la impedanţa de intrare de 2×50 Ω. Datele transformatorului de alimentare atinge 665 mW. Randamentul global al radioreceptorului este 10%.

Schema din fig. 4.10 [11] este construită după schema-bloc din fig. 4.7, *b*. Circuitul de intrare L_1C_1 cu antenă de ferită (115×20×3 mm) este acordat pe frecvenţa fixă de 2 MHz, iar după 2 etaje de amplificare de radiofrecvenţă semnalul este detectat pe dioda ДГЦ-7. Amplificarea de audiofrecvenţă se realizează cu un etaj preamplificator-defazor şi etajul final în clasă AB. Etajele de radiofrecvenţă se acordă prin miezurile de ferită reglabile cu ajutorul cărora se alege emisiunea dorită. Inductanţa bobinelor L_3 şi L_5 cuplate în circuitul colectorului ($p=0{,}33$) este variabilă între 120 şi 1 000 μH, iar bobina L_1 a circuitului acordat pe o frecvenţă fixă are inductanţa de 90 μH (55 spire, liţă 15×0,07). Bobina de cuplaj L_2 are 8 spire, iar bobinele L_4 şi L_6, cîte 10 spire. Transformatorul de defazare Tr_1, pe miez de 0,24 cm², are $p=1\,200$ spire, sîrmă cu diametrul de 0,18, iar $s=78$ spire are sîrmă cu diametrul de 0,35 pentru o sarcină de 3 Ω în curent continuu. Etajul final funcţionează în clasă AB numai dacă în repaus curentul colectoarelor este de cîte 3,5—4 mA. Frecvenţa de lucru: 1 600...520 kHz. Sensibilitatea (pe antena de ferită) variază între 8 şi 12 mV/m şi depinde de calitatea tranzis-

toarelor. Cu antenă exterioară, sensibilitatea este 800—1 000 μV. Puterea de ieşire: 75 mW.

Schema din fig. 4.11 [7] corespunde tot schemei-bloc 4.7, *b* şi reprezintă un microradioreceptor cu amplificare directă, montat în rama ochelarilor. Două etaje aperiodice de radiofrecvenţă sînt urmate de etajul de detecţie şi de două etaje de audiofrecvenţă. Tranzistoarele de înaltă frecvenţă sînt de construcţie specială, de tipul microtranzistor obţinute prin difuzie, care funcţionează normal la o tensiune de colector de 0,9 V cu $\beta = 70$ la frecvenţa de 2 MHz. Bobinele: $L_1 = 80$ spire, sîrmă cu diametrul de 0,08, iar $L_2 = 10$ spire, sîrmă cu diametrul de 0,08, sînt montate pe antena de ferită de 6×3×62 mm. Bobina L_3 are 66 spire cu sîrmă de 0,08 mm, iar bobina L_2 are 22 spire cu sîrmă de 0,12 mm.

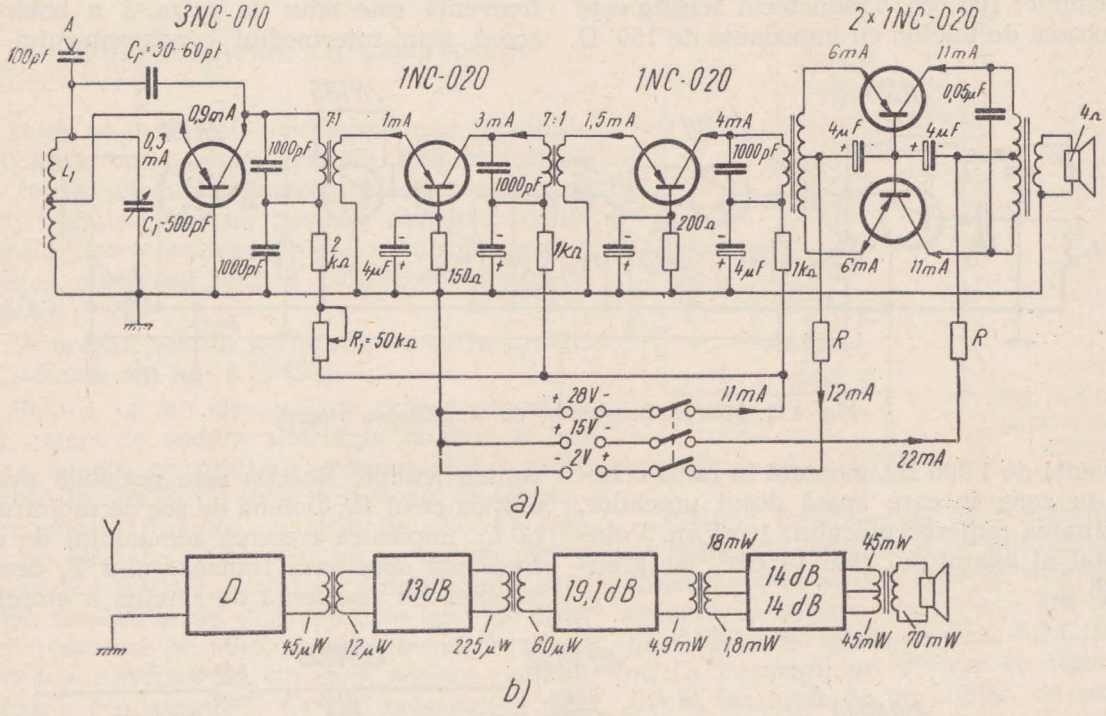


Fig. 4.9. Schema unui radioreceptor cu reacţie cu tranzistoare cu contacte punctiforme:
a — schema de principiu; *b* — schema bloc cu nivelele şi amplificările pe etaje.

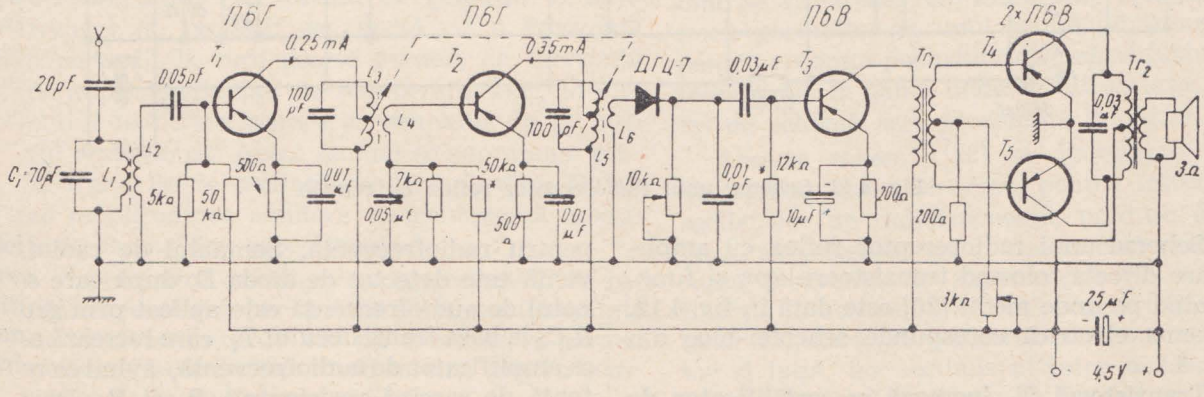


Fig. 4.10. Schema unui radioreceptor cu amplificare directă cu două etaje de radiofrecvenţă.

Arhiva digitala SaDAng

Alimentarea radioreceptorului se face dintr-un mic element de mercur cu tensiunea de 1,3 V şi capacitatea 0,2 Ah. Curentul consumat este de circa 2 mA, la o putere de ieşire de 1 mW. Durata de funcţionare a elementului electrochimic: 100 ore. Traductorul acustic este o microcască de telefon cu impedanţa de 150 Ω

venţă. Semnalul de radiofrecvenţă aplicat la baza tranzistorului T_1 de pe înfăşurarea de cuplaj a antenei de ferită (*1—2*=5 spire; *2—3*=4 spire; *3—4*=62 spire liţă 20×0,05) este amplificat, după care o parte din semnalul de radiofrecvenţă este adus la priza *3* a bobinei de acord prin intermediul condensatorului C_2 şi

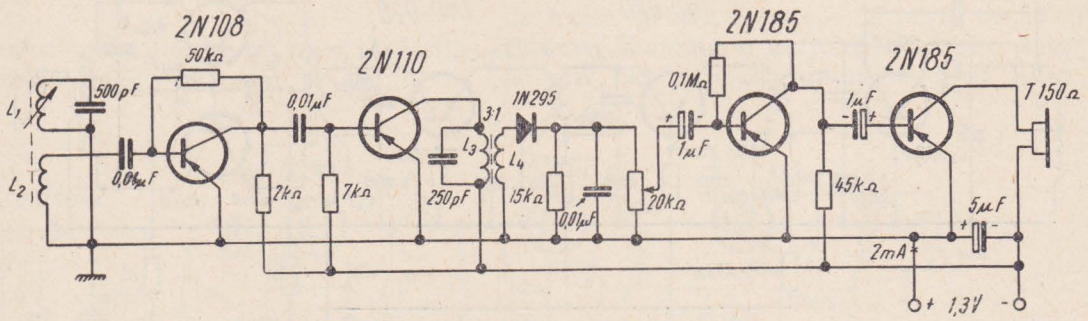


Fig. 4.11. Microradioreceptor cu amplificare directă.

la frecvenţa de 1 000 Hz, montată în rama ochelarilor în zona în care apasă dosul urechilor. Sensibilitatea radioreceptorului: 1 mV/m. Volumul total al aparatului este 14 cm^3, iar greutatea 36 g.

pentru reacţie. Reacţia este reglabilă prin potenţiometrul R_1. Bobina de şoc de radiofrecvenţă $L_Ş$ împiedică trecerea semnalului de radiofrecvenţă spre baza tranzistorului T_2 devenind în acest fel rezistenţă de sarcină a etajului T_1

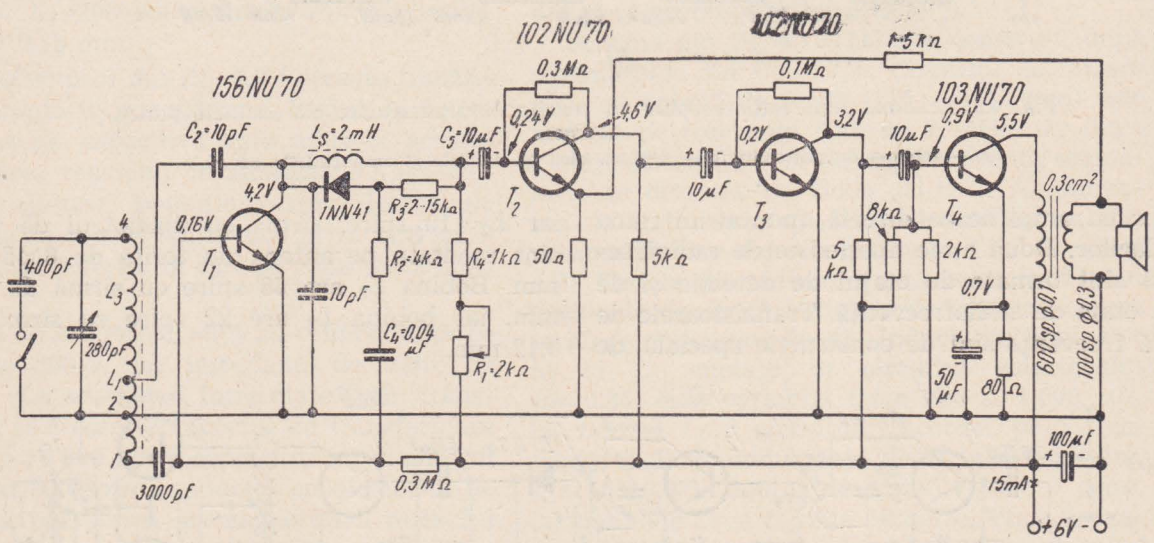


Fig. 4.12. Schema unui radioreceptor reflex cu reacţie.

Schema unui radioreceptor reflex cu amplificare directă folosind tranzistoare *npn* şi funcţionînd pe unde medii [20] este dată în fig. 4.12. Schema electrică corespunde schemei-bloc din fig. 4.7, *c*.

Tranzistorul T_1 lucrează ca amplificator de radiofrecvenţă şi ca amplificator de audiofrec-

pentru radiofrecvenţă. Semnalul de radiofrecvenţă este detectat de dioda *D*, după care semnalul de audiofrecvenţă este aplicat prin grupul R_2C_4 la baza tranzistorului T_1 care lucrează acum ca amplificator de audiofrecvenţă, avînd ca rezistenţă de sarcină rezistenţele R_1 şi R_4. De aici, prin condensatorul C_5, semnalul trece în am-

plificatorul de audiofrecvenţă cu trei etaje. Bobina de şoc de radiofrecvenţă $L_ş$ are 200 spire bobinate pe un miez de ferită cu dimensiunile de 4×20 mm. Sensibilitatea radioreceptorului este 2–5 mV/m. Puterea de ieşire: 60 mW.

4. Radioreceptoare cu superreacţie

Dacă se urmăreşte obţinerea unei sensibilităţi bune cu o schemă simplă, este indicat să se folosească un radioreceptor în care primul etaj trebuie să fie un detector cu superreacţie. Sensibilitatea radioreceptoarelor cu superreacţie este şi mai bună decît a radioreceptoarelor cu reacţie.

Principiul acestui radioreceptor se va urmări în schema din fig. 4.13 [21].

Bobina L_1 din circuitul de antenă conectată din punct de vedere alternativ la bază şi bobina L_2 din circuitul de colector sînt cuplate strîns. În momentul conectării sursei de alimentare, etajul produce oscilaţii. Se observă însă că pe baza tranzistorului nu se aplică nici o polarizare iniţială, astfel că amplitudinile sînt mici. Oscilaţiile de tensiune care apar pe bază sînt redresate pe joncţiunea bază-emitor. Componenta continuă de curent a acestor oscilaţii încarcă condensatorul C_1 cu polaritatea plus spre bază şi minus spre emitor.

Pe măsură ce tensiunea la bornele condensatorului C_1 creşte, oscilaţiile devin din ce în ce mai slabe şi apoi sînt întrerupte, deoarece această tensiune blochează tranzistorul. După încetarea oscilaţiilor, condensatorul C_1 se descarcă prin rezistenţa R şi rezistenţa inversă a joncţiunii bază-emitor. La un moment dat, oscilaţiile reapar şi începe din nou încărcarea condensatorului C_1. Procesul de generare a unor trenuri de oscilaţii se repetă cu o frecvenţă superaudibilă care poartă numele de frecvenţă de superreacţie sau de regenerare. Dar, în circuitul de intrare soseşte şi semnalul de la postul recepţionat. Acest semnal se suprapune peste trenurile de oscilaţii produse de etaj, făcînd ca amplitudinea acestora să urmărească modulaţia semnalului recepţionat.

În circuitul de colector, componentele de radiofrecvenţă şi superaudibile sînt scurtcircuitate de condensatorul de 400 pF conectat în paralel pe cască; aceasta constituie sarcina pentru componenta de audiofrecvenţă.

Acest etaj este asemănător şi posedă aceleaşi calităţi ca şi unul similar construit cu tuburi electronice, ajungînd să fie sensibil la semnale de ordinul microvolţilor. Această sensibilitate se poate realiza destul de greu cu alte tipuri de scheme, inclusiv cu superheterodinele obişnuite.

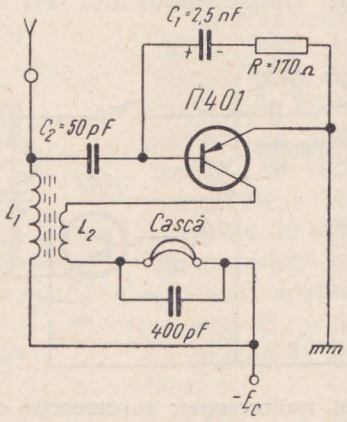


Fig. 4.13. Schema unui radioreceptor superreacţie.

Schema funcţionează cu o stabilitate destul de bună, iar fenomenul de autolimitare, caracteristic superreacţiei, face ca diferite staţii să creeeze în sarcină puteri aproape egale. Trebuie remarcat totuşi că circuitul C_1R împreună cu C_2 formează un divizor de tensiune selectiv al tensiunii de pe bobina de reacţie L_1 şi emitor. Din această cauză, tensiunea de reacţie aplicată pe bază depinde de frecvenţa de lucru. Alegîndu-se convenabil condensatoarele C_1 şi C_2, se ajunge la o compensare a scăderii de amplificare care este proprie tranzistoarelor la frecvenţe ridicate, menţinîndu-se astfel nivelul semnalului la ieşire aproape constant.

Scheme de radioreceptoare cu superreacţie. Schemele cu superreacţie se folosesc atunci cînd se urmăreşte realizarea unor aparate foarte mici, portabile, cu unul sau două tranzistoare pentru recepţia posturilor de radiodifuziune sau televiziune în gama undelor ultrascurte. O astfel de schemă este prezentată în fig. 4.14.

Această schemă [22] se deosebeşte de cea descrisă anterior deoarece, pentru întreruperea oscilaţiilor de radiofrecvenţă, produse de oscilator, se foloseşte un al doilea etaj care generează frecvenţa de superreacţie (T_2 — П6А). Reacţia în acest etaj se obţine prin transformatorul Tr_1, care are primarul conectat între emitor şi bază, iar secundarul între emitor şi colector. Regimul de lucru se fixează prin rezis-

Arhiva digitala SaDAng

tența R_1, prin care se aplică tensiunea de polarizare a bazei.

Primul etaj (T_1) este un oscilator în trei puncte capacitiv (Colpitts) care folosește capacitățile parazite ale tranzistorului, circuitul oscilant fiind conectat între bază și colector. Alimentarea acestui tranzistor se face de tensiunea din secundarul transformatorului Tr_1 în

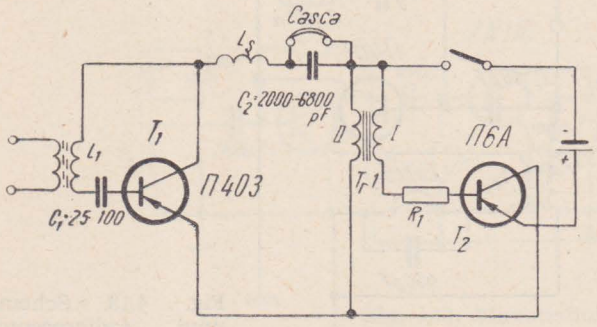


Fig. 4.14. Schema unui radioreceptor superreacție cu două tranzistoare.

ritmul frecvenței de superreacție. Semnalul recepționat de antenă se aplică circuitului acordat printr-un cuplaj inductiv.

Avantajul acestei scheme constă în aceea că tensiunea obținută în secundarul transformatorului Tr_1, care alimentează oscilatorul de radiofrecvență, poate fi de zece ori mai mare decît tensiunea sursei de alimentare, care poate fi un singur element de 1,5 V debitînd un curent de 20–25 mA.

Trenurile de oscilații de frecvență ultraînaltă, modulate de semnalul recepționat, sînt detectate, iar componenta audio dezvoltă în cască puterea necesară. Prin reglare se urmărește fixarea unui regim normal de funcționare a generatorului de frecvență superaudibilă. Inițial, se fixează printr-un reostat rezistența R_1 de 3–4 kΩ. În cască se va auzi un fîșîit specific radioreceptoarelor de acest tip. Acest zgomot însoțește obișnuit semnalul recepționat. Reglînd rezistența R_1, se urmărește ca zgomotul să se micșoreze și audiția semnalului să fie cît mai bună.

Căștile telefonice trebuie să aibă impedanță mare, de exemplu 2×2,2 kΩ. Aparatul poate recepționa posturi în gama undelor ultrascurte 38–40 MHz sau programele sonore ale primului canal de televiziune pe 56 MHz. Acordul se face prin miezul feromagnetic reglabil al bobinei L_1 care se construiește fără carcasă, dintr-un conductor neizolat de 1–1,5 mm diametru. Numărul spirelor este de 8 pînă la 10, iar diametrul lor, de 1 cm. Bobina de șoc de radiofrecvență $L_ș$ are 50–80 spire bobinate pe o carcasă. Transformatorul Tr_1 este de dorit să folosească un miez de permalloy cu o secțiune de 10 mm², pe care se bobinează primarul (50 spire) și secundarul (100 spire).

De cele mai multe ori se întîlnesc radioreceptoare de tip superreacție în compunerea unor mici radiostații (radiotelefoane) care sînt folosite pentru legătura telefonică la distanțe mici.

În fig. 4.15 se arată un astfel de radioreceptor pentru gama 28–29,7 MHz [23]. În compunerea aparatului intră etajul de superreacție construit cu tranzistorul T_1 – П403 și trei amplificatoare *RC* de audiofrecvență cu tranzistoarele П14 (T_2, T_3 și T_4).

Schema oscilatorului este de tip Hartley, avînd circuitul oscilat L_1C_3 conectat între colector și bază. Emitorul este conectat prin condensatorul de cuplaj C_4 la o priză intermediară a bobinei L_1. Tranzistorul este conectat după schema *BC*. Alimentarea etajului se face de la două baterii separate. Pentru alimentarea emi-

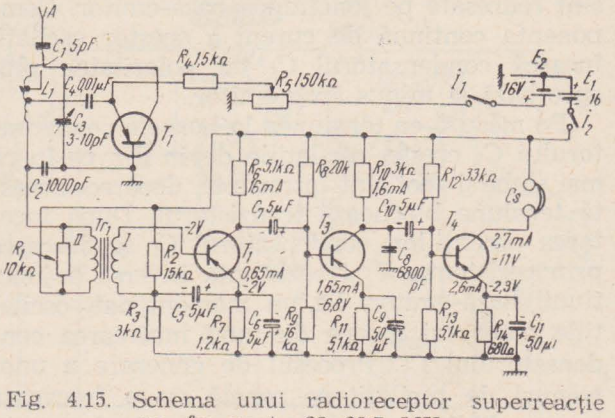


Fig. 4.15. Schema unui radioreceptor superreacție pe frecvența 28–29,7 MHz .

torului se folosește bateria B_2, rezistența R_4 și potențiometrul R_5, cu ajutorul căruia se reglează regimul de funcționare al etajului. Alimentarea colectorului se face de la bateria B_1. Antena radioreceptorului se cuplează prin capacitatea C_1 la o priză a circuitului oscilant. Componenta de audiofrecvență din circuitul de colector al etajului detector se aplică prin transformatorul Tr_1 la intrarea primului amplificator de audiofrecvență. Cele trei amplificatoare R_C sînt identice, ultimul din ele avînd ca sar-

cină o cască telefonică. Pentru micşorarea fişiitului caracteristic radioreceptoarelor superreacţie, colectorul tranzistorului T_3 este conectat la masă prin condensatorul C_8 de 6 800 pF (fig. 4.16).

După o schemă asemănătoare este construit un radioreceptor pentru gama 144–146 MHz (fig. 4.16) [23].

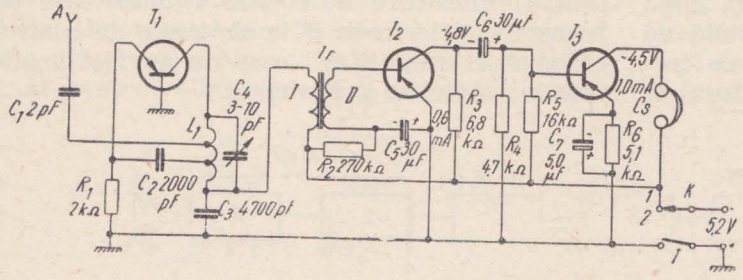


Fig. 4.16. Schema unui radioreceptor superreacţie pe frecvenţa 144–146 MHz.

Etajul de superreacţie foloseşte tot tranzistorul П 403 conectat cu baza la masă. Oscilatorul este de tip Hartley avînd emitorul conectat prin condensatorul C_2 la o priză intermediară a circuitului oscilant. Alimentarea se face de la o singură baterie de 5,2 V. Frecvenţa superaudibilă de întrerupere a oscilaţiilor este determinată de constanta de timp a grupului R_1C_2. Antena este conectată prin condensatorul C_1 la o priză a circuitului oscilant.

Amplificatorul de audiofrecvenţă este compus din două etaje (T_2 şi T_3) construite cu tranzistoarele П14 după schema *RC*. Audiţia se face în cască telefonică.

5. Radioreceptoare superheterodină

a. Generalităţi [24]

Radioreceptoarele superheterodină cu tranzistoare realizează performanţe similare radioreceptoarelor de acelaşi tip construite cu tuburi electronice. Radioreceptorul cel mai răspîndit de tip superheterodină care foloseşte 3+1 tuburi electronice conţine următoarele etaje: un amestecător, un amplificator de frecvenţă intermediară, un detector, un preamplificator de audiofrecvenţă şi un etaj final de audiofrecvenţă. Cu o antenă aeriană normală, performanţele obişnuite ale acestui tip de radioreceptor sînt următoarele:

- puterea maximă la ieşire . . . . . 0,25 W;
- sensibilitatea pentru o putere de ieşire de 50 mW şi o modulaţie de 30%. . 200 μV/m;
- nivelul zgomotelor considerate la intrare . . . . . 10 μV/m.

La tranzistoare, aşa cum s-a arătat în cap. 1 şi 2, este indicat ca la intrare să se considere nu tensiunile, ci puterile. Considerînd un circuit de antenă cu inductanţa $L_A = 200\,\mu$H, factorul de calitate $Q_A = 100$ la frecvenţa de 1 MHz ($\lambda = 300$ m) şi un cîmp de 200 μV/m şi admiţîndu-se o f.e.m. indusă în antenă E_A de 100 μV în cazul adaptării între circuitul de antenă şi primul tranzistor, antena va injecta la intrarea acestuia o putere:

$$\frac{E^2_A}{4\,Q\,\omega\,L_A} = 2\times10^{-14}\ \text{W}.$$

Aceasta este puterea purtătoarei de radiofrecvenţă la intrarea radioreceptorului. Amplificarea totală a radioreceptorului trebuie însă calculată pentru semnalul modulator (înfăşurătoarea radiofrecvenţei), care se obţine multiplicînd puterea pe purtătoare cu $\frac{m^2}{2}$ (m fiind gradul mediu de modulaţie). În practică se consideră $m = 0{,}3$ şi deci semnalul util la intrarea radioreceptorului este de 9×10^{-16} W. Pentru puterea la ieşire de 50 mW este necesară o amplificare de $4{,}4\times10^{13}$ sau aproximativ 136 dB.

Un radioreceptor portabil cu 5 tuburi electronice, prevăzut în plus cu un etaj de radiofrecvenţă, va avea o amplificare mai mare cu 20 la 26 dB.

Pornindu-se de la aceste date, se poate deduce numărul de tranzistoare necesar pentru realizarea unor performanţe asemănătoare. În general, radioreceptoarele cu tranzistoare conţin aceleaşi etaje ca şi radioreceptoarele cu tuburi, spre exemplu: un oscilator şi amestecător, amplificator de frecvenţă intermediară, detector şi amplificatoare de audiofrecvenţă. Se ştie însă că la tranzistoare se obţin amplificări mai mari la frecvenţe audio. Dacă se ţine seama că pentru o bună liniaritate a detectorului şi pentru realizarea unui control automat al volumului suficient de eficace sem-

Arhiva digitala SaDAng

nalul în detector trebuie să aibă o putere aproximativă de 1 μW, rezultă că amplificarea în audiofrecvență trebuie să fie de aproximativ 55 dB. Această amplificare se poate realiza ușor cu un etaj preamplificator urmat de un etaj final de audiofrecvență. Deci, partea de audiofrecvență a unui radioreceptor cu tranzistoare va conține 2 sau 3 tranzistoare, după cum etajul final va lucra în clasă A, sau va fi construit după schema în contratimp, clasă B. Scăzînd 55 dB din amplificarea totală de 136 dB, se obțin 81 dB, amplificare ce trebuie realizată de amestecător, amplificatorul de

mărindu-se sensibilitatea radioreceptorului cu 15—20 dB. În acest caz, însă, schema se complică necesitînd condensatoare variabile triple. Aceste radioreceptoare trebuie aliniate cu multă grijă pentru a se obține performanțe optime.

Pentru a se putea trece ulterior la analiza unor scheme concrete de radioreceptoare superheterodină se vor face la început unele considerații referitoare la etajele schimbătoare de frecvență, detectoare și la sistemele de control automat al amplificării care nu au fost analizate în capitolele precedente.

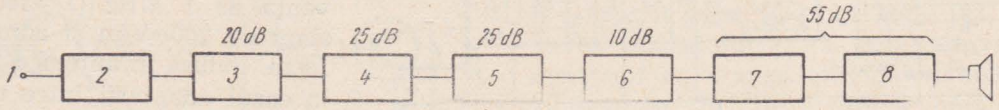


Fig. 4.17. Schema-bloc a radioreceptorului superheterodină cu tranzistoare:
1 — antena; *2* — circuitul de intrare; *3* — schimbătorul de frecvență; *4, 5* — amplificatoare de frecvență inermediară; *6* — detectorul; *7* — preamplificatorul de audiofrecvență; *8* — etajul final.

frecvență intermediară și eventual de detector.

După datele practice cunoscute, tranzistoarele realizează următoarele amplificări în putere: amestecătorul 20 dB, amplificatorul de frecvență intermediară cel puțin 30 dB și maximum 20 dB în etajul detector, dacă acesta este construit cu un tranzistor. Valorile indicate nu țin seamă de pierderile în rezistențele proprii ale bobinelor și se obțin în cazul unor adaptări corecte între rezistențele de intrare și ieșire ale etajelor (v. cap. 2).

Admițînd că amestecătorul și detectorul realizează împreună o amplificare totală de 30 dB, rezultă că etajele de medie frecvență trebuie să asigure amplificarea de 50 dB. Rezultă că pentru a egala performanțele unui radioreceptor superheterodină cu 3+1 tuburi electronice sînt necesare următoarele etaje: un etaj amestecător, două etaje de frecvență intermediară, un detector, un preamplificator de audiofrecvență și un etaj final (fig. 4.17), în total 6 tranzistoare. În practică, etajul final de audiofrecvență se realizează după schema în contratimp clasă *B*, ajungîndu-se la 7 tranzistoare.

Majoritatea radioreceptoarelor superheterodină care se construiesc în prezent sînt compuse după schema-bloc din fig. 4.17.

La această schemă se poate adăuga un etaj de radiofrecvență înaintea amestecătorului,

b. Etaje schimbătoare de frecvență [25, 26]

Schimbarea de frecvență se poate realiza cu două tranzistoare, un oscilator local separat și un etaj amestecător de frecvențe, sau cu un singur tranzistor care să îndeplinească în același timp cele două funcțiuni. În al doilea caz, etajul se numește schimbător de frecvență. În practică se preferă de cele mai multe ori schemele cu schimbător de frecvență, deoarece se economisește un tranzistor. Totuși, la aceste scheme există o oarecare dependență a frecvenței oscilatorului de parametrii circuitului de intrare acordat pe frecvența semnalului.

Cele două tipuri de scheme sînt exemplificate în fig. 4.18 [24].

În schema din fig. 4.18, *a*, tranzistorul T_2 îndeplinește rolul de oscilator local. Circuitul oscilant este format din bobina L_2, condensatorul variabil C_{v2} și condensatorul pader C_2 și este conectat în circuitul bazei tranzistorului oscilator.

Reacția se realizează prin bobinele cuplate L_5 și L_2. Baza tranzistorului T_2 se cuplează la o priză a bobinei L_2 pentru ca rezistența mică de intrare să nu șunteze circuitul oscilant.

Tranzistorul T_1 îndeplinește funcția de amestecător. Pe bază se aplică semnalul recepționat de antena de ferită, iar pe emitor se aplică semnalul creat de oscilatorul local.

Datorită caracteristicii de intrare neliniare joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T_1 este parcursă de componente de curent a căror frecvență reprezintă combinații ale frecvenței semnalului recepționat (f_s) și ale celui produs de oscilatorul local (f_h). Tranzistorul T_1 amplifică aceste componente, iar circuitul acordat L_3C_4 reține numai semnalul de frecvență intermediară (f_i). După cum se știe, diferența între cele trei frecvențe este de ordinul sutelor de kiloherți. Din această cauză, un circuit acordat pe una din aceste frecvențe este dezacordat foarte mult pentru celelalte două și prezintă o impedanță foarte mică. Astfel, pentru semnalul recepționat, tranzistorul funcționează ca un etaj cu emitorul la masă și ieșirea scurtcircuitată. Pentru oscilațiile create de oscilatorul local, tranzistorul T_1 se poate considera conectat în schema cu baza la masă și ieșirea de asemenea scurtcicuitată. În circuitul de colector se întîlnește ca sarcină circuitul acordat pentru oscilațiile de frecvență intermediară, în timp ce impedanțele din bază și emitor sînt neglijabile și nu creează reacții nedorite.

Grupul R_1C_1 conectat în emitorul tranzistorului T_1 este destinat stabilizării regimului de funcționare la variații de temperatură.

Principiul de funcționare al schemei din fig. 4.18, *b* este asemănător. Tranzistorul este conectat într-o schemă de oscilator cu reacție realizată prin bobinele cuplate L_5 (aflată în circuitul de colector) și L_2 (aflată în circuitul de emitor). Frecvența oscilatorului este dată de circuitul format din L_2, condensatorul variabil C_{2v} și condensatorul pader C_2. Pentru frecvența oscilatorului local f_h, circuitele din bază și colector L_3C_4 prezintă impedanțe mici și se pot neglija. În oscilatorul local, tranzistorul este conectat în schema *BC*. Pentru semnalul recepționat, tranzistorul funcționează în scheme *EC* cu ieșirea scurtcircuitată, deoarece circuitele L_2C_{2v} și L_3C_4 sînt dezacordate pentru această frecvență.

Și într-un caz și în celălalt, tranzistorul amestecător se poate considera amplificator de frecvență intermediară. El amplifică componenta de curent de frecvență intermediară care apare în circuitul de intrare ca rezultat al combinației dintre semnalul recepționat și cel creat de oscilatorul local.

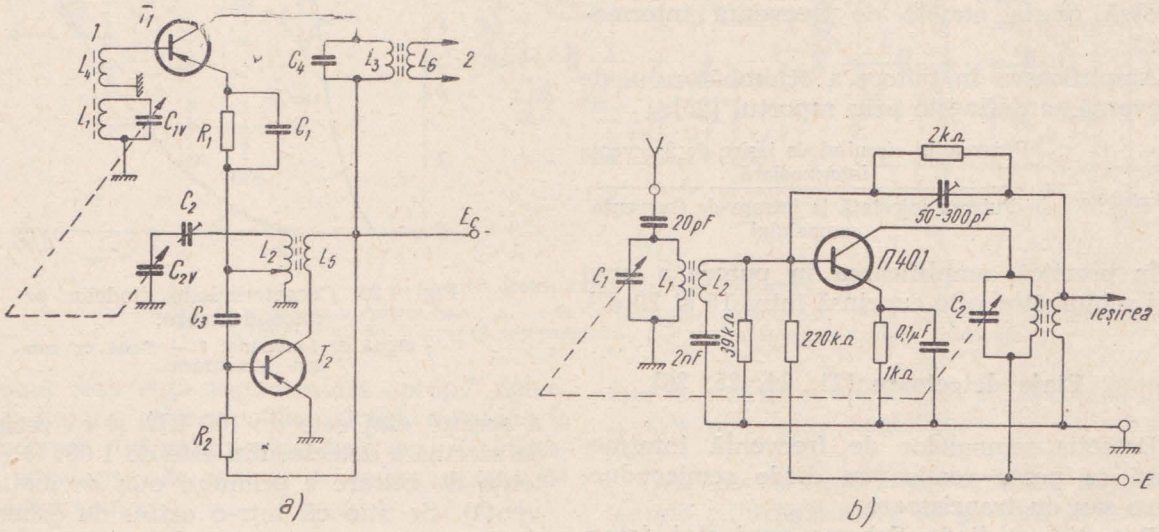


Fig. 4.18. Exemple de scheme schimbătoare de frecvență:
a — cu oscilator separat; *b* — cu oscilator comun (convertor).

Studiile teoretice și experimentările practice au condus la concluzia că la majoritatea tranzistoarelor folosite în aceste etaje se obține amplificarea maximă pentru un semnal al oscilatorului local de 0,2—0,3 V și o componentă continuă a curentului de emitor de 0,2—0,3 mA. Așa cum s-a arătat și în exemplul dat în fig. 4.18, semnalul recepționat de antenă se aplică pe baza tranzistorului, iar oscilațiile produse de oscilator, pe emitor.

Monoreglajul celor două frecvențe se realizează prin condensatoarele variabile C_{1v} și C_{2v} avînd rotoarele pe același ax. Pentru monoreglaj se mai folosesc condensatoarele pader C_2

Arhiva digitala SaDAng

și eventual condensatoare semivariabile conectate în paralel pe condensatoarele variabile care nu au fost figurate în schemă.

Pentru transfer optim la intrare, bobina L_4 se calculează astfel încît să se realizeze adaptarea între rezistența de intrare a tranzistorului și rezistența proprie a generatorului echivalent circuitului de intrare. Aceste condiții se îndeplinesc potrivind astfel cuplajul încît factorul de calitate al circuitului de antenă Q_A să se reducă, după cuplarea tranzistorului, la jumătate.

La ieșirea etajului amestecător, adaptarea se rezolvă ca la etajele de frecvență intermediară.

Amplificarea în putere a schimbătorului de frecvență se definește prin raportul [25]:

$$A_{p_{schimbător}} = \frac{\text{Puterea în circuitul de ieșire de frecvența intermediară}}{\text{Puterea injectată la intrare de frecvența semnalului}}$$

În practică, amplificarea în putere a unui etaj schimbător este cuprinsă între 15 și 20 dB.

c. **Etaje detectoare** [21, 24, 25, 26]

Detecția semnalelor de frecvență intermediară se poate realiza cu diode semiconductoare sau cu tranzistoare.

Detecția cu diode. Schema unui etaj detector cu diodă este prezentată în fig. 4.19 [21].

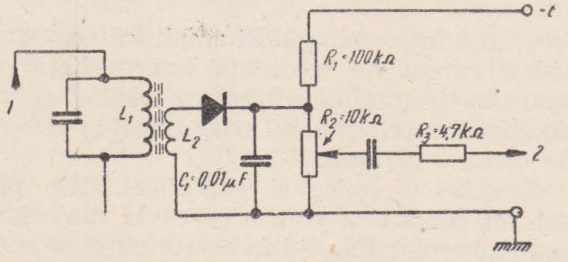


Fig. 4.19. Schema unui detector cu diodă:
1 — ultimul etaj de frecvență intermediară; *2* — la primul etaj de audiofrecvență.

Rezistența de sarcină a detectorului este compusă din potențiometrul R_2 șuntat pe o anumită porțiune de rezistența de intrare în etajul următor. Se știe că pentru a obține în primul etaj de audiofrecvență o amplificare maximă trebuie să se realizeze adaptarea între rezistența de ieșire a detectorului și rezistența de intrare a amplificatorului. Totuși, în cazul detectoarelor cu diode, adaptarea nu este avantajoasă, pentru următoarele considerații. Să admitem că ultimul etaj de frecvență intermediară este alimentat cu o tensiune continuă de 4,5 V. Tensiunea alternativă în circuitul de colector al acestui etaj nu va putea depăși această valoare fără a avea distorsiuni supărătoare. Presupunem că rezistența de sarcină

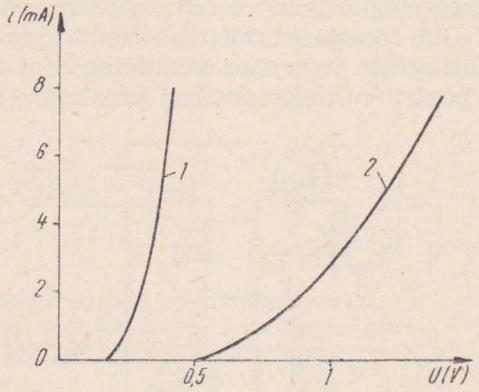


Fig. 4.20. Caracteristicile diodelor semiconductoare:
1 — diodă cu joncțiune; *2* — diodă cu contact punctiform.

a acestui etaj este de 100 kΩ și că rezistența de sarcină a detectorului este de 1 000 Ω (rezistența de intrare a primului etaj de audiofrecvență). Se știe că într-o astfel de schemă de detecție, rezistența de intrare a detectorului este jumătate din rezistența de sarcină; deci, în exemplul considerat, ea este de 500 Ω. Pentru adaptarea între impedanța de ieșire a ultimului etaj de frecvență intermediară și detector este necesar un raport de transformare între bobinele L_1 și L_2 egal cu 1 : 14, ceea ce înseamnă că în secundar se va obține un semnal de aproximativ 0,32 V.

Așa cum se observă în fig. 4.20, în care sînt reprezentate caracteristicile diodelor, semnalele de amplitudine mică nu dau posibilitatea să se obțină o detecție liniară, mai ales în cazul diodelor cu contacte punctiforme.

În practică se alege un raport de transformare convenabil (de exemplu 1 : 5) pentru a obține tensiune de ordinul a 1 V. Pentru a evita șuntarea circuitului de sarcină al ultimului etaj de frecvență intermediară se mărește rezistența de sarcină a detectorului, adăugîndu-se în serie cu intrarea etajului următor rezistența R_3 de 4,7 kΩ (v. fig. 4.19). În acest caz, rezistența de sarcină a detectorului se

compune din potenţiometrul R_2 (10 kΩ) pe care se cuplează în paralel, în funcţie de poziţia cursorului, rezistenţa de intrare în etajul următor (aproximativ 1 000 Ω) în serie cu rezistenţa adiţională R_3 (4,7 kΩ).

Rezistenţa suplimentară împiedică şuntarea circuitului de sarcină al etajului de frecvenţă intermediară cînd cursorul se află în poziţia *A*. lului de frecvenţă intermediară şi poate fi folosită pentru reglarea automată a amplificării *(RAA)*, aplicîndu-se printr-un filtru pe baza tranzistoarelor din etajele de frecvenţă intermediară. Totuşi, această tensiune nu depăşeşte în mod normal cîteva fracţiuni de volt, astfel că acest procedeu de reglare automată a amplificării nu este suficient de eficace. O posibili-

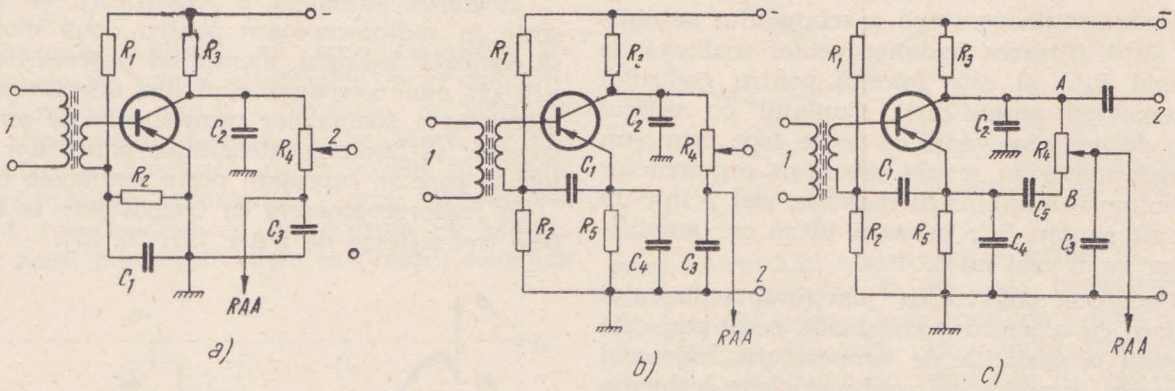


Fig. 4.21. Detectoare cu tranzistoare:
a — cu detecţia pe joncţiunea emitor-bază; *b* — cu polarizarea emitorului; *c* — cu circuit de corecţie.
1 — ultimul etaj de frecvenţă intermediară; *2* — primul etaj de joasă frecvenţă.

Această rezistenţă suplimentară apropie detectorul de un generator de curent constant şi micşorează distorsiunile produse de neliniaritatea rezistenţei de intrare a primului etaj de audiofrecvenţă.

Pentru a realiza o detecţie cît mai liniară este necesar să se aplice diodei o polarizare iniţială. Această tensiune este de ordinul 0,6 V pentru diodele cu contacte punctiforme şi de 0,2—0,3 V pentru diodele cu joncţiuni (v. fig. 4.20).

În schema dată, polarizarea se aplică cu ajutorul divizorului R_1R_2. Rezistenţa R_1 se calculează astfel ca să creeze la bornele diodei o tensiune continuă de 0,2 V sau 0,6 V, după caz.

Trebuie să se urmărească cu atenţie ca polarizarea să se facă în sensul conducţiei directe, căci, în caz contrar, pe lîngă micşorarea liniarităţii şi randamentului de detecţie, diodele devin surse de zgomote.

Condensatorul C_1 (10 000 pF) scurtcircuitează sarcina detectorului pentru frecvenţa intermediară şi împiedică pătrunderea acesteia în etajele de audiofrecvenţă. Componenta continuă a curentului redresat produce pe rezistenţa de sarcină o cădere de tensiune cu plusul către punctul *A* şi minusul la masă. Această tensiune este proporţională cu amplitudinea semnatate de mărire a eficacităţii *RAA* constă în utilizarea unui etaj amplificator de curent continuu.

Detecţia cu tranzistoare [21, 24, 25]. Detectoarele cu tranzistoare se preferă în locul detectoarelor cu diode, deoarece, pe lîngă amplificarea semnalelor, sînt capabile să producă puterea necesară de curent continuu pentru realizarea *RAA* cu o bună eficacitate.

Pentru o detecţie suficient de liniară, mărimea semnalului de frecvenţă intermediară aplicat la intrarea detectorului cu tranzistor trebuie să fie de 0,2 V sau mai mare.

Cîteva exemple de detectoare cu tranzistoare sînt arătate în fig. 4.21 în care tranzistoarele sînt conectate cu emitorul la masă [21, 24]. Pentru detecţia cît mai liniară a semnalelor mici, pe bază se aplică o polarizare de 0,1—0,15 V, prin divizorul format de rezistenţele R_1 şi R_2.

Pentru exemplificare să urmărim funcţionarea schemei din fig. 4.21, *a*. Din cauza neliniarităţii caracteristicii de intrare a tranzistorului, în circuitul de intrare apar impulsuri de curent sub forma unor vîrfuri de sinusoidă a căror mărime variază proporţional cu amplitudinea semnalului modulator (înfăşurătoarea radiofrecvenţei). Componentele alternative şi

Arhiva digitala SaDAng

componenta continuă ale acestor impulsuri sînt amplificate de tranzistor și apar în circuitul de colector. Aici, componentele de frecvență intermediară sînt filtrate de condensatorul C_2 care se alege astfel încît să prezinte o reactanță foarte mare pentru frecvențele audio. Componenta audio a semnalului este extrasă prin intermediul potențialului R_4 și aplicată la intrarea primului etaj de audiofrecvență.

Componenta continuă a semnalului se obține după filtrarea audiofrecvenței realizată de grupul R_4C_3 și este folosită pentru controlul automat al amplificării. Cuplajul cu primul etaj de audiofrecvență se poate face printr-un transformator în scopul adaptării rezistențelor și obținerii amplificării maxime, sau printr-un circuit simplu *RC;* în acest ultim caz amplificarea va fi mai mică.

Deoarece polarizarea joncțiunii emitorului se face cu o tensiune constantă, acest etaj este sensibil la variațiile de temperatură. Îndeosebi creșterea componentei continue poate influența negativ sensibilitatea receptorului, prin intermediul dispozitivului *RAA.*

O măsură des întîlnită în schemele radioreceptoarelor, pentru compensarea efectelor produse de variația temperaturii, constă în înlocuirea rezistenței R_2 din circuitul de polarizare cu o diodă cu joncțiune sensibilă la temperatură. Cînd temperatura crește, dioda își micșorează rezistența și scade potențialul aplicat bazei, compensînd prin aceasta creșterea componentei de curent continuu.

În fig. 4.21, *b* este prezentată schema unui etaj în care se obține un curent de polarizare aproximativ constant, printr-un grup de stabilizare termică R_5C_4 introdus în circuitul de emitor. Rezistența R_5 face ca joncțiunea bază-emitor să se comporte ca o diodă detectoare-liniară. Totuși acest grup poate influența negativ caracteristica de frecvență a detectorului în domeniul frecvențelor audio, joase.

Schema din fig. 4.21, *c* utilizează un circuit de corecție a caracteristicii de frecvență. La frecvențe foarte joase, cînd grupul R_5C_4 începe să producă o reacție negativă și amplificarea să scadă, condensatorul C_5, conectat în serie cu rezistența de sarcină R_4, își mărește reactanța și semnalul de ieșire crește.

Reglajul volumului în această schemă se face șuntînd rezistența de sarcină R_4 prin condensatorul C_3. Astfel, pe poziția *A* a cursorului volumul este minim și pe poziția *B*, maxim. Acest sistem produce și o corecție a caracteristicii de frecvență, avantajînd la volum minim frecvențele joase.

d. Dispozitive de reglare automată a amplificării (*RAA*)

Reglarea automată a amplificării se folosește în radioreceptoare pentru două motive: să combată fedingul, menținînd puterea de ieșire cît mai constantă cînd din diferite cauze intensitatea semnalelor recepționate de antenă variază; să limiteze intensitatea paraziților puternici care se suprapun peste semnalele utile.

În radioreceptoarele cu tranzistoare se folosesc trei sisteme de *RAA* [21, 25, 27].

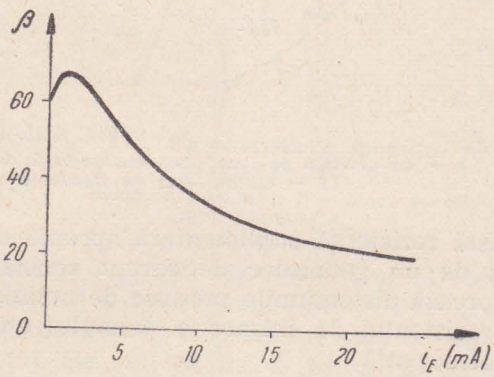


Fig. 4.22. Variația factorului de amplificare în curent β cu curentul emitorului.

Primul este oarecum analog cu dispozitivele *RAA* folosite în schemele cu tuburi electronice și se bazează pe neliniaritatea coeficientului de amplificare în curent la variația curentului de emitor. În fig. 4.22 se observă că factorul de amplificare β are un maxim care la tranzistoarele cu germaniu corespunde la un curent de emitor de 500 μA. Variind polarizarea bazei, variază componenta continuă a emitorului și parametrul β se micșorează. O posibilitate de a realiza *RAA* constă deci în a controla tensiunea de polarizare a bazei în funcție de mărimea semnalului de radiofrecvență aplicat detectorului. Pe acest principiu se bazează schema din fig. 4.23. Polarizarea bazei tranzistorului din etajul de frecvență intermediară se face de la potențialul negativ (punctul *A*) prin rezistența *R*. Dar potențialul punctului *A* depinde de componenta continuă din

etajul detector care, la rîndul său, depinde de mărimea semnalului de radiofrecvenţă aplicat detectorului. La creşterea acestui semnal, punctul *A* îşi modifică potenţialul, curentul de emitor al tranzistorului T_1 variază şi amplificarea etajului de frecvenţă intermediară se micşorează. Rezistenţa *R* se calculează astfel ca în absenţa semnalului de comandă etajul controlat să aibă un curent de emitor de 500 μA.

Trebuie subliniat că spre deosebire de schemele cu tuburi electronice unde comanda *RAA* necesită numai o tensiune, la schemele cu tranzistoare, o dată cu tensiunea de comandă, se injectează şi un curent în bazele tranzistoarelor comandate, deci dispozitivul *RAA* funcţionează cu un consum de putere. Din acest punct de vedere se preferă comanda

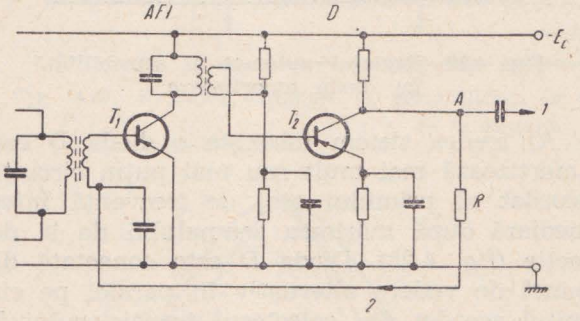


Fig. 4.23. Reglajul automat al sensibilităţii prin variaţia tensiunii de polarizare a bazelor tranzistoarelor din etajele de frecvenţă intermediară:
1 — spre etajul de audiofrecvenţă; *2* — curentul de *RAA*.

pe bazele tranzistoarelor şi nu pe emitor, care solicită o putere mult mai mare.

Al doilea sistem se bazează pe variaţia amplificării etajelor în funcţie de tensiunea aplicată pe colectorul tranzistorului. Principiul

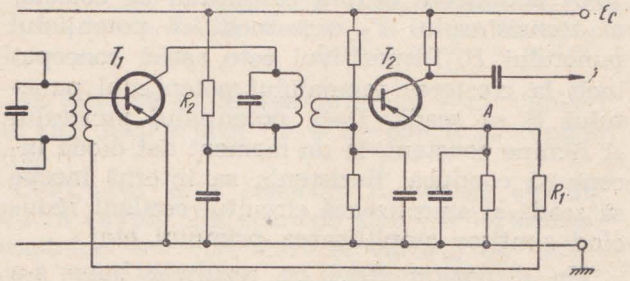


Fig. 4.24. Reglajul automat al amplificării prin variaţia tensiunii de colector:
1 — spre etajul de audiofrecvenţă.

acestui sistem este ilustrat în schema din fig. 4.24. Tensiunea de comandă se ia din punctul *A*, al cărui potenţial este mai negativ la semnale mari aplicate detectorului, şi invers. Potenţialul negativ al punctului *A*, aplicat prin rezistenţa R_1 pe baza tranzistorului T_1, comandă componenta continuă a curentului de colector. Această componentă produce o cădere de tensiune pe rezistenţa R_2, făcînd să varieze tensiunea continuă aplicată colectorului acestui tranzistor. Valoarea rezistenţei de decuplare R_1 se calculează astfel încît în absenţa semnalului de comandă, tensiunea colector-emitor să fie de aproximativ 0,5 V. Valoarea uzuală este de 15 kΩ.

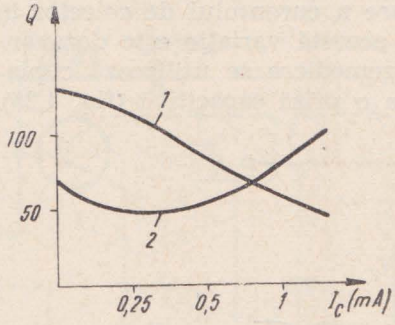


Fig. 4.25. Variaţia selectivităţii circuitului cu curentul de colector.

Pe lîngă consumul de putere în dispozitivul *RAA*, schemele cu tranzistoare mai prezintă unele particularităţi.

Se ştie că rezistenţele şi capacităţile de intrare şi ieşire ale tranzistoarelor variază cu curentul de colector. Cum dispozitivul *RAA* acţionează asupra mărimii acestui curent, el provoacă în acelaşi timp o neadaptare între etaje, un dezacord al circuitelor oscilante şi o variaţie a amortizării lor, produsă de rezistenţele de intrare şi ieşire ale tranzistoarelor alăturate.

Neadaptarea etajelor şi creşterea amortizării nu influenţează negativ funcţionarea radioreceptorului, deoarece produc micşorarea amplificării, ceea ce se urmăreşte prin dispozitivul *RAA* [25]. O influenţă negativă o are variaţia capacităţilor tranzistoarelor care dezacordează circuitele oscilante. În fig. 4.25 [21], curba *1* reprezintă variaţia factorului de calitate *Q* al unui circuit acordat care în gol are valoarea 130 şi care la o funcţionare normală (I_c=1 mA) este amortizat (Q_{ech} scade la valoarea 60). Se observă că circuitul este cu atît mai selectiv cu cît curentul de colector este mai mic. În schema în care *RAA* se realizează prin va-

Arhiva digitala SaDAng

riația tensiunii de colector, la care I_C crește la semnale mari, această variație este avantajoasă pentru că dă posibilitatea să se recepționeze posturile locale cu o bandă de trecere mai mare. În schemele în care, la semnale mari, se obține o micșorare a curentului de colector în etajul controlat, această variație este dezavantajoasă. Pentru remediere se utilizează cuplajul între etaje la o priză capacitivă (fig. 4.26),

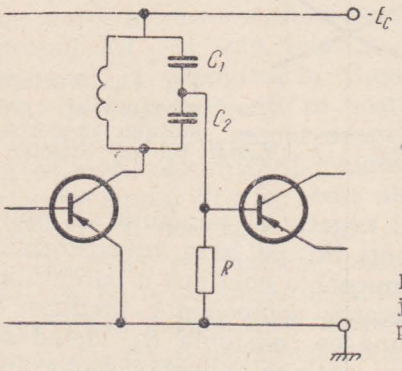


Fig. 4.26. Cuplajul tranzistoarelor prin priză capacitivă.

căreia îi corespunde o variație a factorului de calitate Q echivalent reprezentată prin curba 2 în fig. 4.25, din care se observă că selectivitatea crește la semnale slabe și rămîne aproximativ constantă la semnale puternice. Curba 2 corespunde unui tranzistor care lucrează în punctul mediu cu un curent de colector de

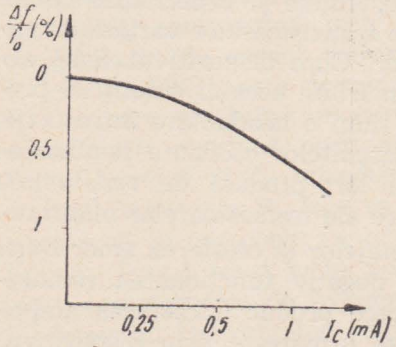


Fig. 4.27. Variația dezacordului relativ cu curentul de colector.

0,5 mA, iar divizorul capacitiv are valorile C_1=20 pF și C_2=500 pF [21].

Dezacordul relativ produs de variația curentului de colector este arătat în fig. 4.27 [21]. La un etaj de frecvență intermediară de 455 kHz, corespunde în practică un dezacord de 2 kHz pentru o variație de 1 mA a curentului de colector. Schema din fig. 4.26 prezintă dezavantajul că mărește simțitor dezacordul. Ea poate fi îmbunătățită folosind o rezistență R de 1 kΩ, condensatoarele C_1 de 20 pF și C_2 de 3 000 pF. În acest caz, dezacordul scade considerabil, factorul de calitate devine practic independent de curentul de colector, dar se introduc pierderi în rezistența R.

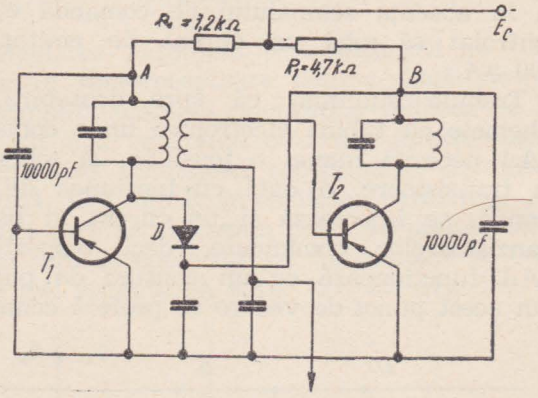


Fig. 4.28. Reglajul automat al sensibilității cu diodă amortizoare.

Al treilea sistem folosește o diodă D care amortizează mai mult sau mai puțin circuitul acordat al primului etaj de frecvență intermediară după mărimea semnalului de la detecție (fig. 4.28). Dioda D este conectată din punct de vedere alternativ în paralel pe circuitul acordat din colectorul tranzistorului T_1 [27].

În stare de repaus se aplică diodei o tensiune de blocare de aproximativ 0,25 V prin intermediul rezistențelor R_1 și R_2. Această tensiune constituie un prag de întîrziere, căci *RAA* începe să acționeze numai cînd se inversează tensiunea aplicată diodei.

În timpul blocării, rezistența internă a diodei este foarte mare și nu șuntează circuitul oscilant. Tensiunea de comandă a dispozitivului *RAA* acționează asupra curentului de colector al tranzistorului T_2 care modifică potențialul punctului B. Dispozitivul este astfel conceput încît la creșterea semnalului potențialul punctului B să scadă. Dacă potențialul punctului A rămîne constant, la un moment dat dioda începe să conducă. Rezistența sa internă începe să scadă și amortizează circuitul oscilant reducînd simțitor amplificarea primului etaj.

Un dispozitiv *RAA* cu rezultate bune s-a obținut în schema unui radioreceptor instalat pe un autoturism care folosește acumulatorul de bord ca sursă de alimentare (fig. 4.29) [21].

Etajele de frecvență intermediară folosesc ca sarcină circuite simple și filtre de bandă. Tensiunea de comandă a *RAA* este aplicată integral pe baza primului etaj și parțial, printr-un divizor rezistiv, pe baza etajului următor. se îngustează, dar circuitele cuplate dau o curbă de rezonanță specifică în care apar cele două cocoașe. Curba rezultantă se apropie de un dreptunghi (fig. 4.30, *b*). Se obține, astfel, o recepție foarte bună a posturilor locale, pu-

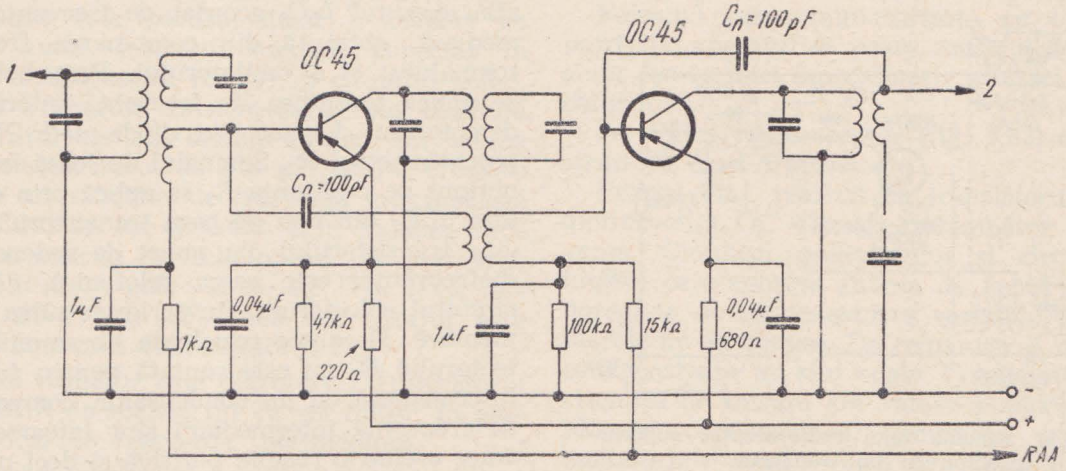


Fig. 4.29. Reglajul automat al sensibilității la un radioreceptor cu circuite acordate cuplate:
1 — de la convertor; *2* — la detector.

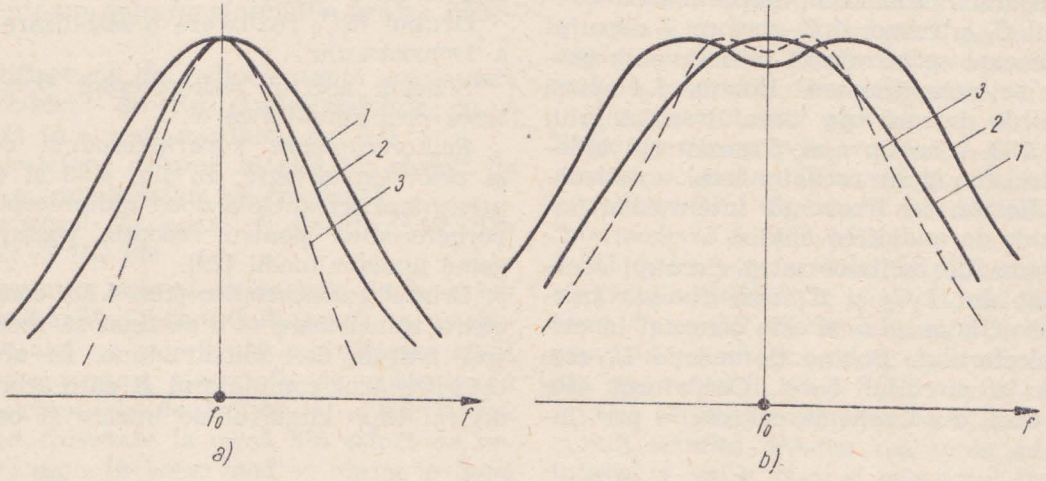


Fig. 4.30. Caracteristicile de frecvență ale etajelor din fig. 4.29:
a — la semnale slabe; *b* — la semnale puternice; *1* — caracteristica circuitului acordat; *2* — caracteristica circuitelor cuplate; *3* — caracteristica rezultantă.

La intrarea și ieșirea primului etaj, cuplajele sînt făcute prin filtre de bandă la cuplaj critic.

Detectorul este conectat printr-un circuit oscilant simplu. La semnale slabe, amortizarea circuitelor este mai mare și curbele de rezonanță însumate dau o selectivitate mai îngustă (fig. 4.30, *a*).

La semnale puternice, amortizarea fiind mai mică, curba de rezonanță a circuitului oscilant ternice, din cauza lărgimii de bandă a circuitelor acordate, în timp ce dezacordul devine, practic, imperceptibil.

e. Exemple de scheme

Receptor superheterodină cu un tranzistor [28]. Cel mai simplu radioreceptor superheterodină se poate construi cu un singur tranzistor și o diodă (fig. 4.31).

Arhiva digitala SaDAng

Selectivitatea acestui radioreceptor este satisfăcătoare, iar sensibilitatea sa nu depășește sensibilitatea radioreceptoarelor cu amplificarea directă construite cu 1—2 tranzistoare. Radioreceptorul folosește o

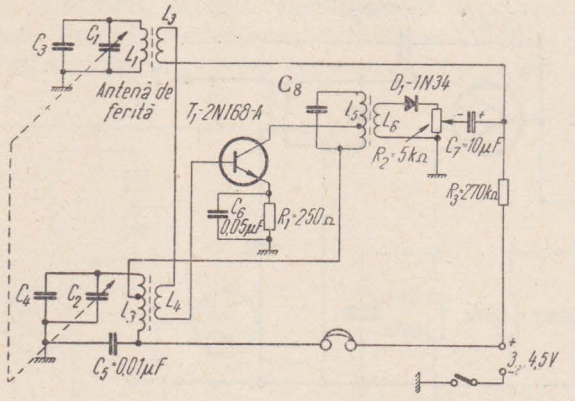


Fig. 4.31. Schema unui radioreceptor superheterodină cu un tranzistor.

antenă de ferită pe care se bobinează două înfășurări. Bobina L_1 împreună cu condensatorul C_1 și trimerul C_3 formează circuitul de intrare care se acordează pe frecvența postului ce se recepționează. Bobina L_3 aplică semnalul de intrare pe baza tranzistorului T_1 —2 N 168-A de tip *npn*. Tranzistorul îndeplinește trei funcțiuni: oscilator local, amestecător-amplificator de frecvență intermediară și amplificator de audiofrecvență.

În schema de oscilator intră circuitul acordat format din L_2C_2 și C_4 care fixează frecvența de oscilație și care este conectat în circuitul colectorului. Bobina de reacție L_4 este conectată în circuitul bazei. Oscilatorul este realizat, deci, după schema cu reacție prin inducție mutuală. Circuitul de intrare și circuitul oscilant al oscilatorului local sînt monoreglate prin condensatoarele variabile C_1 și C_2, avînd rotoarele pe același ax. Semnalul recepționat și oscilațiile oscilatorului se însumează în serie în circuitul bazei. În circuitul colectorului se află circuitul L_5C_8 acordat pe frecvența intermediară, obținută din combinarea frecvenței semnalului și a oscilatorului. Prin bobina L_6 se aplică tensiunea de frecvență intermediară detectorului format din dioda *D*-1 N 34 și potențiometrul R_2. Semnalul de joasă frecvență obținut pe rezistența R_2 se aplică prin condensatorul C_7 din nou pe baza tranzistorului. Sarcina tranzistorului din punct de vedere al audiofrecvenței este casca telefonică, aflată în circuitul colectorului, în serie cu sursa de alimentare. Deoarece rezistența de sarcină a detectorului R_2 nu este șuntată pentru frecvența intermediară cu un condensator, componentele de frecvență intermediară sînt întoarse la intrare creînd o reacție pozitivă și deci o mărire a amplificării etajului.

Alimentarea tranzistorului se face de la o baterie de 3—4,5 V.

Grupul R_1C_6 realizează o stabilizare termică a tranzistorului.

Schema acestui radioreceptor prezintă interes prin simplitatea ei.

Radioreceptoare superheterodină cu patru și cinci tranzistoare. În fig. 4.32 și 4.33 sînt prezentate schemele a două radioreceptoare superheterodină pentru recepția posturilor din gama undelor medii [29].

Primul radioreceptor (fig. 4.32) construit cu patru tranzistoare este destinat să recepționeze trei posturi de radiodifuziune. În acest scop este prevăzut comutatorul *K* care acordează în același timp circuitul de intrare și oscilatorul

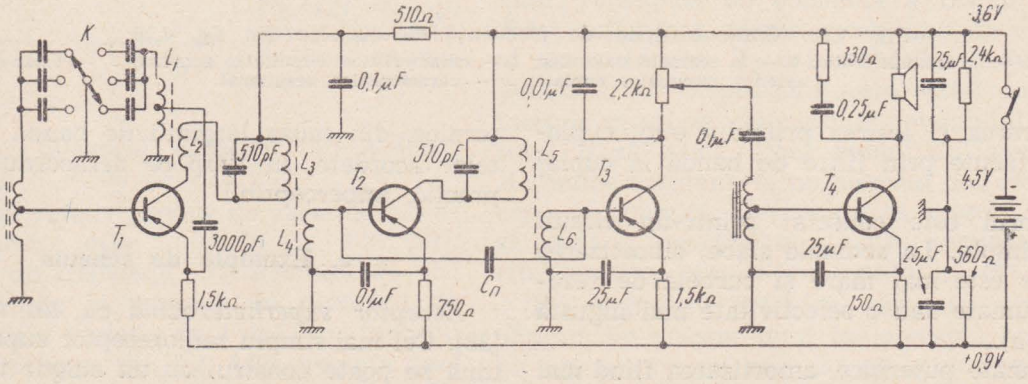


Fig. 4.32. Schema unui radioreceptor superheterodină cu 4 tranzistoare.

schimbătorului de frecvenţă prin comutarea condensatoarelor fixe.

Schimbătorul de frecvenţă foloseşte tranzistorul T_1 care poate fi de tip П401, SF-T 103 etc. Semnalul se aplică pe baza tranzistorului de pe o priză a bobinei circuitului de intrare. Oscilatorul este realizat după o schemă cu reacţie avînd circuitul oscilant conectat în emitor şi bobina de reacţie în circuitul colectorului. Frecvenţa intermediară este obţinută în circuitul oscilant simplu format din bobina L_3 şi condensatorul de 510 pF. Etajul următor este un amplificator de frecvenţă intermediară a cărui intrare se cuplează prin inducţie mutuală la sarcina schimbătorului de frecvenţă. Tranzistorul T_2 poate fi de tip П14, П15, SF-T-106, SF-T-107, SF-T-108 etc. Etajul este neutrodinat prin condensatorul C_n.

Etajul următor este detectorul. Tranzistorul T_3 poate fi de acelaşi tip cu cel folosit în amplificatorul de frecvenţă intermediară.

Reglajul manual al amplificării este realizat de potenţiometrul de 2,2 kΩ. Cuplajul între detector şi amplificatorul de audiofrecvenţă se face printr-un autotransformator pentru adaptare.

Amplificatorul de audiofrecvenţă are ca sarcină difuzorul de tip electromagnetic cu o rezistenţă în curent continuu de 70 Ω.

În paralel pe difuzor se află un circuit de corecţie a caracteristicii de frecvenţă.

Tranzistorul T_4 poate fi de tip П13, SF-T-103, SF-T (K) etc.

Alimentarea aparatului se face de la o baterie de 4.5 V. Divizorul de tensiune, conectat în paralel pe baterie, dă posibilitatea să se alimenteze separat circuitele de colector cu −3,9 V, circuitele de emitor cu +0.9 V, bazele fiind conectate la masă din punct de vedere continuu. În acest mod se obţine o bună stabilitate a punctelor de funcţionare.

Prin alegerea convenabilă a condensatoarelor fixe se pot recepţiona staţii din gama cuprinsă între 200 şi 1 800 m. Condensatoarele circuitului de intrare variază între 10 şi 1 500 pF, iar cele ale oscilatorului între 10 şi 1 000 pF.

Folosind miezuri feromagnetice obişnuite, bobinele au următorul număr de spire: L_1-140 cu priză la spira 16; L_2-23; L_3-300; L_4-40; L_5-300 şi L_6-80. Autotransformatorul pe miez de permalloy are 2 000 spire cu priza la spira 800. Folosind miez obişnuit cu secţiunea de 0,5 cm^2 sînt necesare 4—5 000 spire cu priza la spira 2 000.

Bobina antenei de ferită, cu un diametru de 8 mm şi o lungime de 115 mm, necesită 70 spire cu priza la spira 9.

Frecvenţa intermediară este de 130 kHz.

Folosind piese miniaturizate cu o aşezare potrivită, aparatul se poate construi de dimensiuni foarte mici (aproximativ cît trei cutii de chibrituri).

Al doilea radioreceptor (fig. 4.33) este construit cu cinci tranzistoare.

Primul etaj, realizat cu tranzistorul de radiofrecvenţă OC 44, este schimbător de frecvenţă. Circuitul oscilatorului şi circuitul de intrare care conţine antena de ferită sînt monoreglate de condensatoare variabile avînd rotoarele pe ax comun. De remarcat că cele două condensatoare nu sînt egale. Condensatorul din circuitul de intrare are valoarea maximă 151,7 pF, iar condensatorul circuitului acordat al oscilatorului local — 69,5 pF. Rezultă că frecvenţa oscilatorului este mai mare decît frecvenţa semnalului.

Semnalul recepţionat în circuitul de intrare se aplică pe baza tranzistorului, iar oscilaţiile locale pe emitor. Pentru adaptare, cuplajul, în ambele cazuri, se face prin prize.

Tranzistorul este prevăzut cu o termostabilizare de curent prin rezistenţa de 2,2 kΩ conectată în emitor. În circuitul colectorului este introdus filtrul de bandă acordat pe frecvenţa intermediară de 460 kHz.

Al doilea etaj este un amplificator de frecvenţă intermediară în care este folosit tranzistorul T_2 — OC 45, în schema *EC*. Etajul este prevăzut cu un circuit de neutrodinare format din rezistenţa R_1 de 1 kΩ în serie cu condensatorul C_1 de 35 pF. Sarcina etajului este un circuit acordat. Pentru realizarea adaptării la intrare şi ieşire, baza şi colectorul tranzistorului sînt cuplate la circuite prin prize.

Toate bobinele circuitelor de frecvenţă intermediară sînt prevăzute cu miez de ferocart reglabil.

Detecţia este realizată cu dioda D_1 (OA 70) care are ca sarcină potenţiometrul R_{13}, şuntat pentru componentele de frecvenţă intermediară de un condensator de 10 nF. De pe grupul detector se aplică comanda *RAA* prin rezistenţa de 10 kΩ şi circiutul secundar al filtrului de bandă pe baza tranzistorului amplificator de frecvenţă intermediară. Se observă că prin reostatul de 500 kΩ se aplică tensiunea de

Arhiva digitala SaDAng

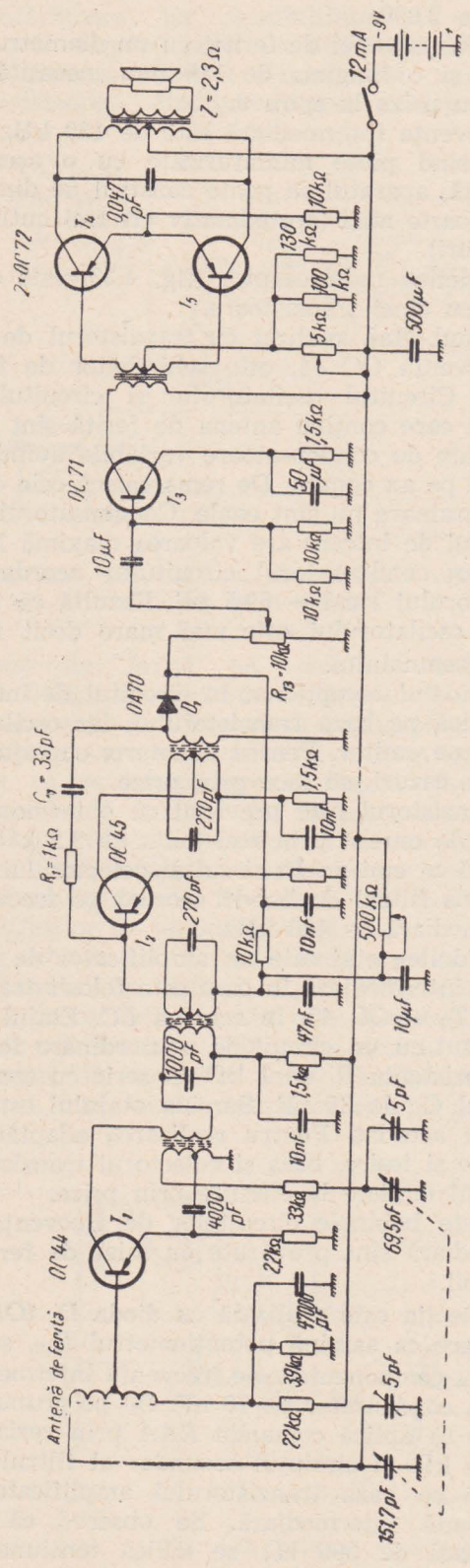


Fig. 4.33. Schema radioreceptorului superheterodină „Box 59".

polarizare a bazei tranzistorului T_2 și în același timp o polarizare mică în sensul conducției directe pe dioda OA 70.

Amplificatorul de audiofrecvență are două etaje. Primul este un preamplificator realizat cu tranzistorul T_3 (OC 71) care are ca sarcină un transformator de joasă frecvență. Al doilea etaj este un amplificator de putere construit cu două tranzistoare T_4 și T_5 (OC 72) după schema în contratimp. Folosirea transformatorului la intrarea acestui etaj este necesară pentru realizarea tensiunilor simetrice de atac pentru schema în contratimp și pentru realizarea adaptării între etaje. Transformatorul de ieșire adaptează impedanța mică a difuzorului la valoarea necesară funcționării etajului de putere.

Etajul este prevăzut cu o reacție negativă de curent realizată de rezistența de 10 Ω conectată în circuitul emitoarelor. Fixarea punctului mediu de funcționare al tranzistoarelor se poate obține cu ajutorul reostatului de 5 kΩ, conectat între minusul bateriei de alimentare și punctul median al transformatorului de intrare, pe unde se aplică tensiunea de polarizare a bazei. Așa cum s-a arătat în cap. 2, fixarea corectă a punctului de funcționare la amplificatoarele în contratimp clasă *B* este necesară pentru a evita producerea distorsiunilor neliniare.

Radioreceptorul se alimentează de la o baterie de 9 V și are un consum de 12 mA. În cazul în care se folosesc două baterii de lanternă de 4,5 V, legate în serie, având o capacitate de 0,6 Ah, se asigură o funcționare continuă timp de 50 ore.

Radioreceptoare superheterodină cu 6 tranzistoare. În fig. 4.34 este prezentată o parte din schema unui radioreceptor cu 6 tranzistoare, destinat recepției posturilor din gama undelor medii [21].

Primul etaj este un schimbător de frecvență. Oscilatorul local este realizat după schema Hartley (trei puncte inductiv) în conexiune *BC*. Tensiunea oscilatorului se aplică între emitor și masă de pe o priză a circuitului oscilant.

Semnalul recepționat de circuitul de intrare se aplică pe baza tranzistorului printr-un cuplaj inductiv, realizat între cele două bobine înfășurate pe antena de ferită. Sarcina etajului este un circuit acordat pe frecvența intermediară.

Următoarele două etaje sînt amplificatoare de frecvenţă intermediară, identice, neutrodinate prin condensatoarele C_1 şi C_2.

Etajul detector este realizat cu dioda OA 95. Grupul de detecţie este format de rezistenţa de 680 Ω în serie cu potenţiometrul de 10 kΩ şi condensatorul de 47 nF. De pe grupul de detecţie, prin rezistenţa de 15 kΩ, se aplică tensiunea de comandă a *RAA* pe baza primului etaj de frecvenţă intermediară. Rezistenţa de 180 kΩ, conectată între legătura *RAA* şi minusul sursei, fixează punctul mediu de funcţionare al primului amplificator de frecvenţă intermediară şi aplică o polarizare directă diodei, pentru ca detecţia să se facă pe porţiunea rectilinie a caracteristicii.

Etajele de audiofrecvenţă sînt similare cu cele din fig. 4.33.

În revista „Radio" (U.R.S.S.), nr. 5, din luna mai 1961 se descriu amănunţit radioreceptoarele de buzunar cu 6 tranzistoare „Ciaika" şi „Neva" destinate recepţiei posturilor din gama undelor medii şi lungi [30]. Schema de principiu a acestor radioreceptoare este arătată în fig. 4.35. Performanţele sînt următoarele: pentru o putere de ieşire de 5 mW şi un raport între tensiunea semnalului util şi tensiunea de zgomote de 20 dB, sensibilitatea este de 2,5 mV/m în gama undelor medii şi 5 mV/m în gama undelor lungi.

Selectivitatea faţă de un canal alăturat, aflat la 10 kHz, în unde medii, este de 14 dB. Atenuarea canalului imagine este de 16 dB în ambele game.

Frecvenţa intermediară este de 465 kHz.

RAA acţionează astfel încît la variaţia tensiunii semnalului de intrare cu 25 dB tensiunea la ieşire nu variază mai mult de 12 dB.

Reglarea manuală a semnalului de ieşire dă posibilitatea unei variaţii de minimum 30 dB.

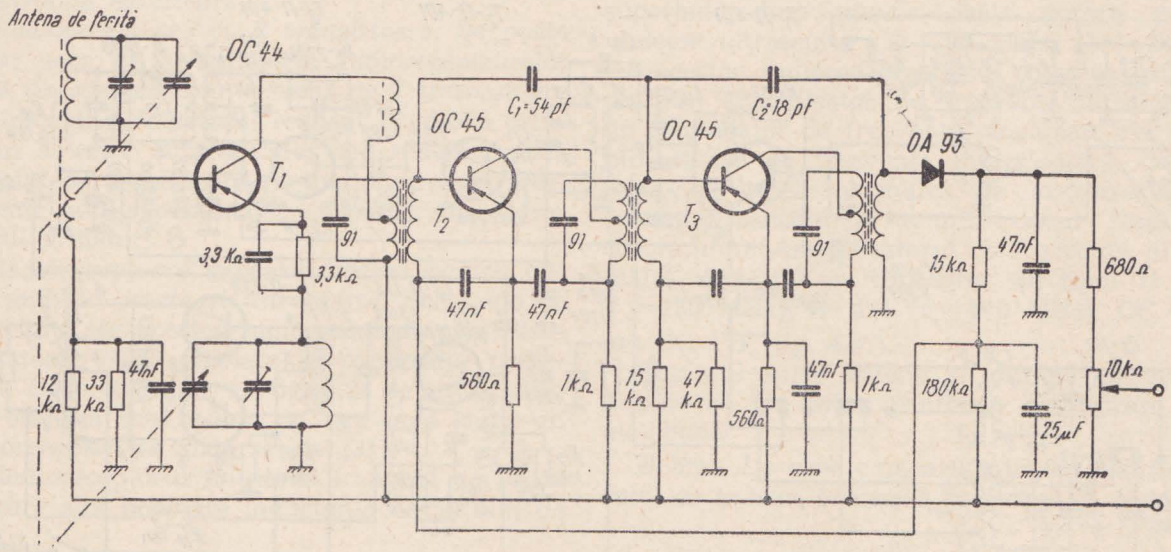


Fig. 4.34. Schema radioreceptorului superheterodină „Fanette" (etajele de radiofrecvenţă şi detectorul).

Puterea nominală de ieşire este de 90 mW, cu un coeficient total de distorsiuni mai mic de 6%.

Neuniformitatea caracteristicii de frecvenţă în gama 400—2 500 Hz nu depăşeşte 12 dB.

Alimentarea radioreceptorului se face de la o sursă de 9 V. Consumul de curent în absenţa semnalului la ieşire (regim de tăcere) este de 7,5 mA, iar la puterea nominală este de 30 mA.

Greutatea radioreceptorului nu depăşeşte 300 g.

Circuitul de intrare al radioreceptoarelor conţine două antene de ferită, cîte una pentru fiecare gamă de lucru. Acest sistem este avantajos pentru că dă posibilitatea să se obţină cu bare de dimensiuni mici înălţimi efective ale antenelor suficient de mari pentru fiecare gamă în parte.

Primul etaj construit cu tranzistorul П 401 (f_a = 30 MHz) este schimbător de frecvenţă.

Tensiunea semnalului recepţionat de circuitul de intrare este aplicată prin intermediul bobinelor L_3 şi L_4 pe baza tranzistorului. Oscilatorul este realizat după o schemă specială

Arhiva digitală SaDAng

asemănătoare oscilatorului Hartley. Tranzistorul este conectat la trei puncte ale bobinelor L_6 și L_8. Acestea, la rîndul lor, sînt cuplate inductiv cu circuitele oscilante care fixează frecvența de lucru. Circuitele de intrare și circuitele acordate ale oscilatorului sînt monoreglate prin două condensatoare variabile, avînd rotoarele pe ax comun.

Al doilea etaj de frecvență intermediară folosește același tranzistor. Sarcina acestui etaj este un circuit acordat. Se obține astfel un semnal suficient de mare pentru o funcționare normală a detectorului. Circuitul $L_{11}C_{22}$ este cuplat strîns cu detectorul prin intermediul bobinei L_{12}. Amortizarea introdusă de rezistența de intrare a detectorului face ca banda

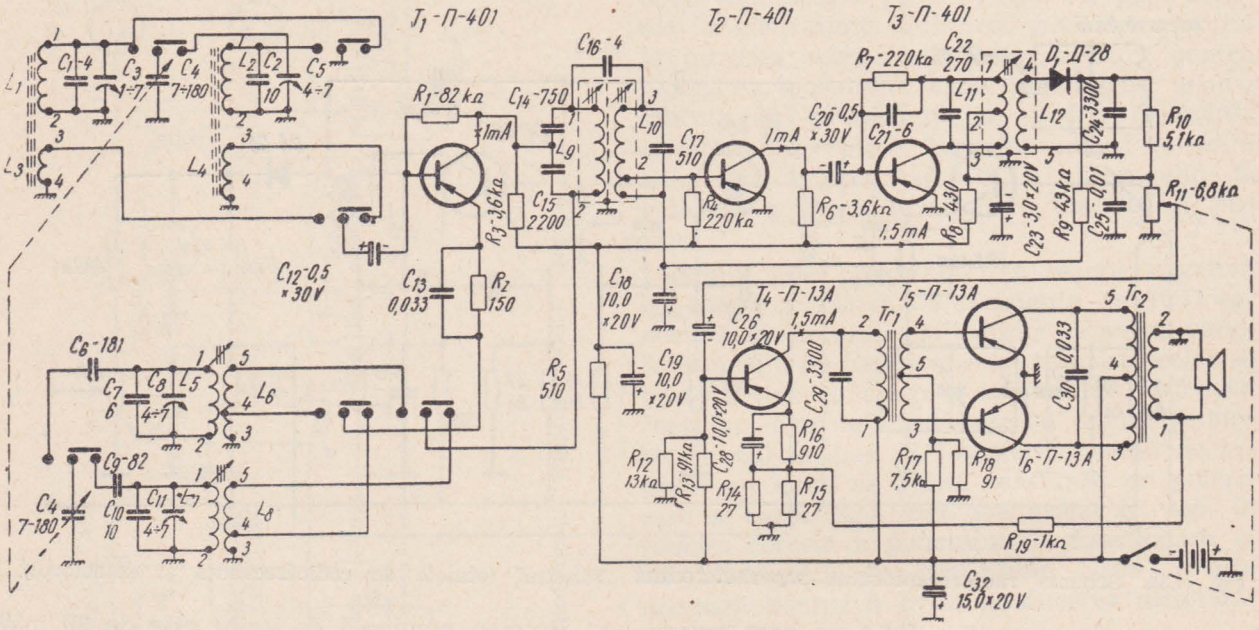


Fig. 4.35. Schema radioreceptoarelor „Ciaika" și „Neva".

Sarcina schimbătorului de frecvență este un filtru de bandă format din două circuite acordate, cuplate capacitiv. Deoarece selectivitatea lanțului de frecvență intermediară depinde în cea mai mare măsură de acest filtru, se folosesc bobine cu factor de calitate bun (în jur de 150) și se face o adaptare corectă a etajelor alăturate. Banda de trecere la o atenuare de 0,5 este 9 kHz. Alimentarea tranzistorului se face în paralel, prin rezistența R_3 de 3,6 kΩ. Etajul este prevăzut cu o termostabilizare prin reacție de curent și de tensiune. Colectorul tranzistorului se conectează la sarcină printr-o priză capacitivă.

Tensiunea oscilatorului aplicată pe emitorul tranzistorului este de 50—80 mV în gama undelor lungi și de 90—130 mV în gama undelor medii.

Primul etaj de frecvență intermediară folosește tranzistorul П 401 în schemă *EC*, avînd ca sarcină rezistența R_6.

de trecere a acestui etaj să fie de 50—70 kHz la o atenuare de 0,5. Se realizează neutrodinarea etajului conectînd circuitul de sarcină la masă — printr-o priză intermediară și capătul opus colectorului, la baza tranzistorului — prin condensatorul C_{21}.

Detectorul este construit cu dioda Д 2B, grupul de detecție fiind format din R_{10} în serie cu R_{11}, șuntate de condensatoarele C_{24} și C_{25}. Tensiunea de comandă pentru *RAA* se ia de pe grupul de detecție și se aplică prin filtrul R_9C_{18} pe baza tranzistorului din etajul al doilea de frecvență intermediară.

Reglarea manuală a amplificării se face prin potențiometrul R_{11}.

Etajele de audiofrecvență folosesc tranzistoarele П 13 A. Etajul preamplificator are sarcina de 3 kΩ adaptată cu intrarea etajului final printr-un transformator.

Etajul final construit după schema în contratimp lucrează într-un regim apropiat de

clasă *B*, adaptarea difuzorului făcîndu-se prin transformator.

Pe emitorul preamplificatorului se aplică de la ieşirea etajului final o reacţie negativă de 4–5 dB. Pentru o putere de ieşire de 90 mW, tensiunea aplicată pe baza etajului preamplificator, la o frecvenţă de 1 000 Hz, trebuie să fie de 18 mV.

Cele două radioreceptoare diferă numai prin construcţia exterioară.

Radioreceptoare cu 7 tranzistoare. Se poate trece uşor de la schemele radioreceptoarelor cu 6 tranzistoare la o schemă cu 7 tranzistoare fie înlocuind detectorul realizat cu diode printr-un detector cu tranzistor, fie adăugînd încă un etaj de amplificare de audiofrecvenţă (vezi schema radioreceptorului „Sport" din paragraful următor).

Radioreceptoare superheterodină pentru gama undelor scurte şi ultrascurte. Schemele de principiu ale acestor radioreceptoare sînt asemănătoare celor studiate în paragraful precedent. Spre exemplu, în fig. 4.36 se arată schema etajului schimbător de frecvenţă dintr-un radioreceptor de unde scurte [31].

Radioreceptorul foloseşte o antenă de ferită pe care sînt bobinate inductanţa circuitului de

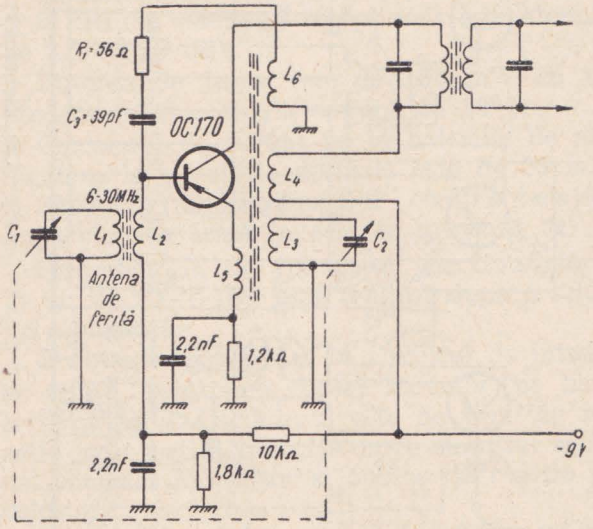


Fig. 4.36. Schema etajului schimbător de frecvenţă dintr-un radioreceptor de unde scurte.

intrare L_1 şi inductanţa L_2 de cuplaj, cu baza tranzistorului. Frecvenţa de acord a circuitului de intrare este cuprinsă între 6 şi 30 MHz (50 la 10 m). Circuitul oscilatorului este format din bobina L_3 şi condensatorul variabil C_2. Reacţia se realizează prin intermediul bobinelor L_4 conectată în colectorul tranzistorului şi L_5 în emitor. Etajul este neutrodinat prin tensiunea indusă în bobina L_6 şi întoarsă pe bază prin R_1 şi C_3.

Filtrul de bandă conectat în colectorul tranzistorului este acordat pe frecvenţa intermediară de 450 kHz.

În ultimii ani s-au construit radioreceptoare superheterodine tranzistorizate pentru gama undelor ultrascurte (87–100 MHz) [31]. Schema acestor radioreceptoare se compune dintr-un etaj amplificator de frecvenţă ultraînaltă, un schimbător de frecvenţă, două sau trei amplificatoare de frecvenţă intermediară, detectorul şi etajele obişnuite de audiofrecvenţă (preamplificatorul şi amplificatorul final în contratimp). Amplificatorul de frecvenţă ultraînaltă necesită un tranzistor de tipul П 403 (f_α=120 MHz), П 411 (f_α=400 MHz), OC 615 sau OC 171 (fig. 4.37).

Cuplajul între antenă şi primul tranzistor trebuie să fie strîns pentru o amplificare cît mai bună.

Bobina L_2, care cuplează intrarea tranzistorului cu antena, formează împreună cu conden-

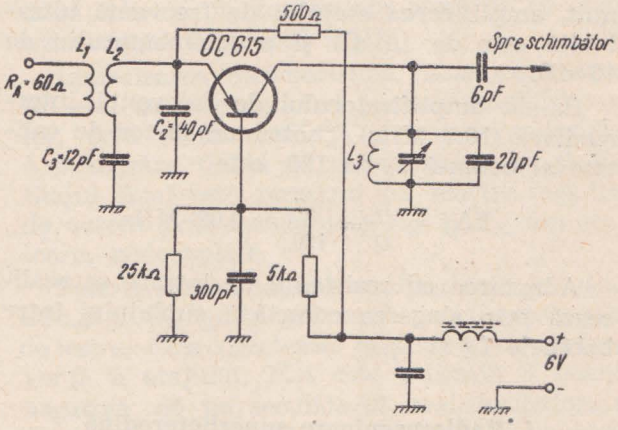


Fig. 4.37. Schema unui etaj amplificator de frecvenţă ultraînaltă.

satoarele C_2 şi C_3 un cuadripol, calculat să realizeze adaptarea pe frecvenţa de mijloc a gamei de lucru (93,5 MHz).

Tranzistorul este conectat în schema *BC*, avînd o rezistenţă de intrare de 52 Ω, care poate fi uşor adaptată la rezistenţa antenei R_A de 60 Ω. Sarcina etajului este circuitul acordat L_3C_5 şi condensatorul variabil C_3 de 2–12 pF, pentru acordul în gamă.

Arhiva digitala SaDAng

Frecvența intermediară poate fi de 10,7 MHz sau 6,75 MHz și se obține dintr-un etaj amestecător obișnuit (fig. 4.38) în care se folosește tot un tranzistor de frecvență ultraînaltă П 403, OC 615 etc. În această schemă, minusul bateriei de alimentare este conectat la masă,

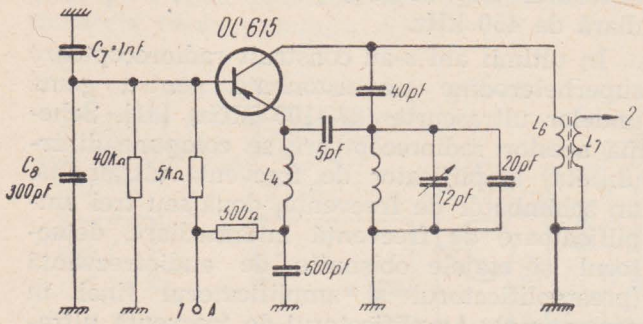


Fig. 4.38. Schema etajului schimbător de frecvență al unui radioreceptor de unde ultrascurte. Frecvența intermediară este de 10,7 MHz:
1 — semnalul de la etajul precedent; *2* — spre etajul de *FI*.

iar plusul la borna *A*, pe unde se aplică și semnalul de la etajul precedent [31].

Amplificarea totală de la antenă și pînă la intrarea primului amplificator de frecvență intermediară este de aproximativ 25 dB. Obișnuit, amplificarea etajului de frecvență ultraînaltă este de 10 dB și a schimbătorului de 15 dB.

Banda amplificatorului de frecvență intermediară (10,7 MHz), pentru un factor de calitate al bobinei L_6 de 120, este

$$2\Delta f = \frac{f_i}{Q} = \frac{10{,}7}{120} \approx 0{,}09 \text{ MHz}.$$

Adaptarea cu rezistența de intrare se realizează prin alegerea corectă a cuplajului între bobinele L_6 și L_7.

f. Radioreceptoare superheterodină fabricate în R.P.R.*

Uzinele „Electronica" au fabricat în cursul anilor 1959 și 1960 trei tipuri de radioreceptoare portabile, de tip superheterodină cu tranzistoare: „Solistor", „Sport" și „Litoral".

Radioreceptorul „Solistor" este destinat audiției programelor din gamele undelor medii și lungi. În compunerea schemei „Solistorului"

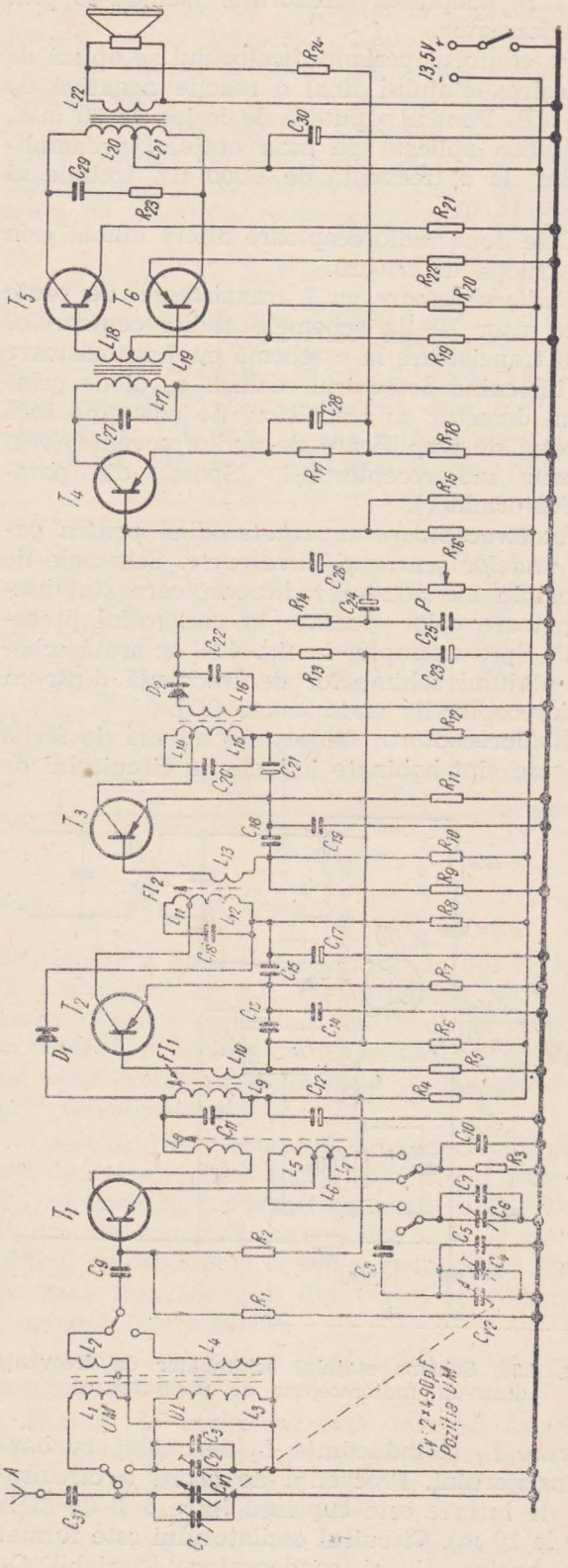


Fig. 4.39. Schema radioreceptorului „Solistor".

* Schemele sînt reproduse după prospectele fabricii „Electronica".

(fig. 4.39) intră şase tranzistoare şi două diode cu germaniu. Este folosită o antenă interioară de ferită, dar se prevede posibilitatea conectării unei antene aeriene la o bornă exterioară a radioreceptorului (borna *A* din schemă).

Aparatul are forma unei valize confecţionată din material plastic şi are dimensiunile 251 × 172 × 93 mm.

Pentru alimentare se folosesc trei baterii de 4,5 V de tipul BUB — STAS 809-1955, conectate în serie.

Greutatea totală a radioreceptorului nu depăşeşte 2,250 kg.

Bateriile asigură o funcţionare normală pe o durată aproximativă de 300 ore.

Principalele date tehnice şi performanţe ale radioreceptorului „Solistor" sînt următoarele.

Gamele de frecvenţe:

— unde lungi 270—150 kHz (1100—2 000 m);

— unde medii 1 600—525 kHz (187,5—572 m).

Frecvenţa intermediară: 480 kHz.

Sensibilitatea, pentru o putere în difuzor de 50 mW:

— în gama undelor lungi, mai bună de 2 mV/m;

— în gama undelor medii, mai bună de 1,5 mV/m.

Selectivitatea: un post alăturat aflat la ± 9 kHz de semnalul recepţionat este atenuat de 2,5 ori (8 dB).

Puterea de ieşire este de 150 mW cu un procent maxim de distorsiuni de 10%.

Consumul de curent de la bateriile de alimentare la o audiţie normală este de 25 mA.

Schema radioreceptorului conţine etajele după cum se arată în cele ce urmează.

Schimbătorul de frecvenţă, cu tranzistorul T_1 de tip SF-T-108, este realizat după o schemă obişnuită.

Semnalul recepţionat în circuitul de intrare se aplică printr-un cuplaj inductiv pe baza tranzistorului. Oscilatorul este de tipul cu reacţie prin cuplaj inductiv între circuitul acordat conectat în emitor şi bobina de reacţie pe colector.

Ca sarcină a schimbătorului se foloseşte un circuit simplu acordat pe frecvenţa intermediară $C_{11}L_9$. Adaptarea cu primul etaj de frecvenţă intermediară este realizată prin bobina L_{13} cuplată inductiv la sarcina schimbătorului.

Primul şi al doilea etaj de frecvenţă intermediară sînt identice şi folosesc tranzistoare SF-T 107 (T_2 şi T_3).

Circuitele de sarcină sînt de asemenea construite cu cîte un singur circuit acordat ($C_{16}L_{12}$ şi $C_{20}L_{15}$). Pentru adaptare, colectoarele tranzistoarelor sînt cuplate la circuite prin prize, iar intrările etajelor următoare — prin cuplaj inductiv. Etajele de frecvenţă intermediară nu sînt neutrodinate. Este prevăzută reglarea automată a amplificării prin dioda D_1 (1 N 34 A) conectată în paralel pe sarcina schimbătorului de frecvenţă. Polarizarea acestei diode este comandată prin tensiunea culeasă între R_{13} şi C_{23} de la ieşirea detectorului şi aplicată pe baza primului amplificator de frecvenţă intermediară.

Detectorul este construit cu dioda D_2 (1 N 34 A).

Reglajul manual al volumului este realizat de potenţiometrul *P* conectat la ieşirea detectorului.

După detector urmează două etaje amplificatoare de audiofrecvenţă construite după o schemă foarte des folosită în radioreceptoare cu tranzistoare. Preamplificatorul, echipat cu tranzistorul SF-T (K), lucrează în clasă A şi are ca sarcină un transformator de audiofrecvenţă, la a cărui ieşire se obţin tensiunile simetrice pentru atacul etajului final construit după schema în contratimp clasă B cu două tranzistoare SF-T 103 (121).

Liniarizarea caracteristicii dinamice a acestui etaj se face aplicînd pe baza tranzistoarelor, prin priza mediană a transformatorului, o polarizare fixată de rezistenţele R_{19} şi R_{20}. Etajul final este prevăzut cu reacţie negativă de curent prin rezistenţele R_{21} şi R_{22} din emitoare, nedecuplate.

Pentru îmbunătăţirea audiţiei este prevăzut circuitul $C_{29}R_{23}$ în primarul transformatorului de ieşire, care corectează caracteristica de frecvenţă a etajului. Mai este utilizată o reacţie negativă de pe secundarul transformatorului de ieşire pe emitorul tranzistorului preamplificator prin rezistenţele R_{24} şi R_{18}.

Radioreceptorul „Sport" a fost fabricat în 1960. Aparatul foloseşte sistemul de circuite imprimate, fapt care asigură o foarte mare siguranţă şi stabilitate de funcţionare.

El este destinat audiţiei programelor emise de posturile de radiodifuziune în gama undelor medii şi lungi. Radioreceptorul „Sport" este portabil, are forma unei valize prevăzute cu o curea de susţinere. Dimensiunile cutiei

Arhiva digitala SaDAng

sînt 230×170×70 mm, iar greutatea este de 1,250 kg.

Alimentarea se face de la două baterii de 4,5 V, care asigură o funcționare normală pe o durată de 200 ore.

Principalele date tehnice și performanțe sînt următoarele.

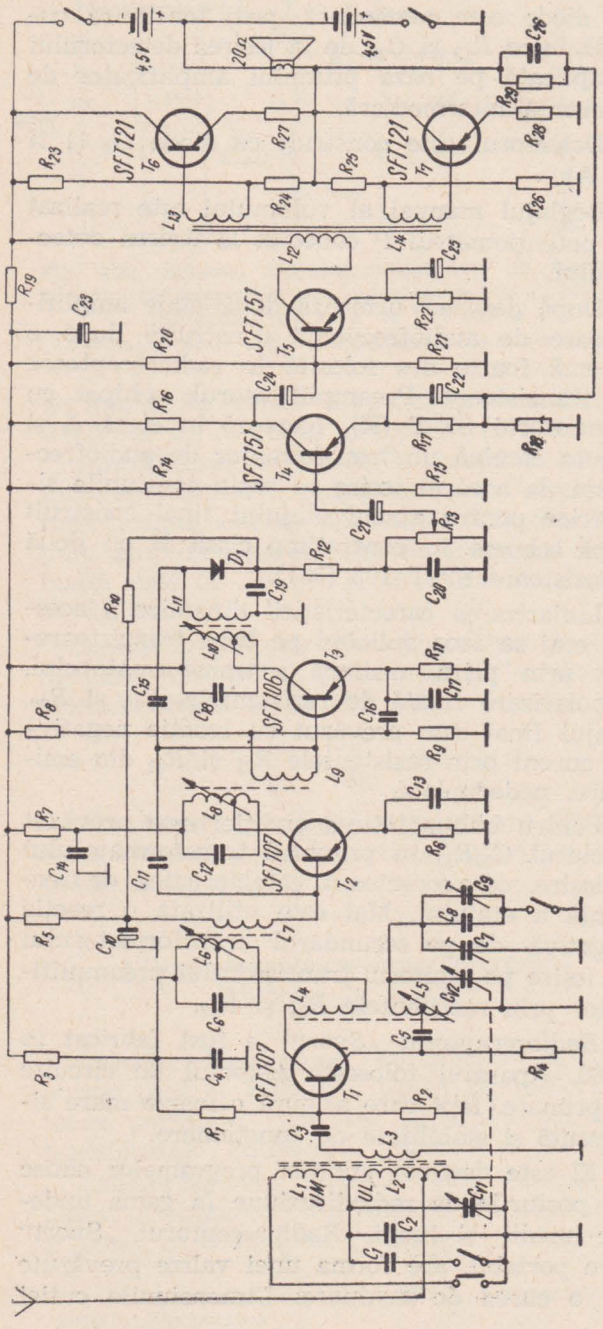


Fig. 4.40. Schema radioreceptorului „Sport".

Gamele de frecvență:

— unde lungi 270—150 kHz (1 100—2 000 m);

— unde medii 1 500—525 kHz (200—550 m).

Frecvența intermediară 480 kHz.

Sensibilitatea, pentru o putere de ieșire de 50 mW:

— pe unde lungi, mai bună de 1,5 mV/m;

— pe unde medii, mai bună de 1 mV/m.

Selectivitatea. Un post vecin aflat la ± 9 kHz de semnalul recepționat este atenuat cu cel puțin 15 dB.

Puterea nominală la ieșire este de 250 mW cu 10% distorsiuni.

La o audiție normală, consumul de curent este 35 mA.

Schema radioreceptorului (fig. 4.40) are șapte tranzistoare și o diodă.

Radioreceptorul folosește o antenă interioară de ferită. Este prevăzută posibilitatea conectării unei antene exterioare care mărește sensibilitatea radioreceptorului. În acest scop, se pot adapta antene telescopice tip auto.

Primul etaj este schimbător de frecvență realizat cu tranzistorul SF-T 107 după o schemă asemănătoare cu a „Solistorului." Semnalul se aplică pe baza tranzistorului, iar oscilatorul are circuitul oscilant conectat în emitor prin intermediul condensatorului de cuplaj C_5. În schemele etajelor *2* și *3*, amplificatoare de frecvență intermediară, sînt folosite tranzistoarele SF-T 106.

Aceste etaje sînt similare celor întîlnite la „Solistor", cu următoarele deosebiri: *RAA* nu se mai realizează prin diodă de amortizare, ci prin componenta continuă de tensiune obținută pe grupul de detecție $R_{12}C_{19}$ și aplicată prin R_{10} pe baza primului etaj amplificator de frecvență intermediară. Etajele sînt neutrodinate prin condensatoarele C_{11} și C_{15}.

Pentru detecție este folosită dioda D_1 (SFD 110). Reglajul manual al volumului este realizat prin potențiometrul R_{13}.

În partea de audiofrecvență sînt 3 etaje.

Primul etaj T_4 (SF-T 151) este un amplificator *RC* de semnale mici care lucrează în clasă *A*. Al doilea etaj T_5 (SF-T 151) este preamplificatorul de audiofrecvență care are ca sarcină un transformator. În secundarul transformatorului se găsesc două înfășurări de pe care se aplică tensiunile (în antifază) de atac pentru etajul final, care este construit după o schemă în contratimp descrisă în cap. 2. În compunerea etajului final intră tranzistoarele T_6 și T_7 (SF-T 121), care se alimentează sepa-

rat, fiecare de la o baterie de 4,5 V. Difuzorul, cu o impedanță de 20Ω, este conectat pe partea comună a circuitelor de colector a celor două tranzistoare. Amplificatorul lucrînd în clasă B, iar sensurile curenților de colector în sarcină fiind opuse, un tranzistor va amplifica alternanțele pozitive ale semnalelor, iar celălalt alternanțele negative.

Și în acest caz, prin divizorul $R_{23}R_{24}$ se aplică o tensiune mică de polarizare directă pe baza tranzistorului T_6 și prin $R_{25}R_{26}$ pe baza tranzistorului T_7.

Cele două tranzistoare funcționează cu o reacție negativă de curent creată prin rezistențele R_{27} și R_{28}, nedecuplate, conectate în emitor. De pe difuzor se aplică o reacție negativă prin grupul $R_{29}C_{26}$ și R_{18} pe emitorul primului amplificator de audiofrecvență.

Radioreceptorul „Litoral". Radioreceptorul este portabil, de tip valiză, destinat audiției programelor de radiodifuziune din gama undelor medii și lungi. Dimensiunile radioreceptorului sînt 265×185×75 mm, avînd o greutate de 2,250 kg.

Alimentarea aparatului se face de la 2 baterii de 4,5 V care asigură o funcționare de 200 ore.

Principalele date tehnice și performanțe sînt următoarele.

Gamele de frecvențe:

— unde lungi 290—145 kHz (1 030—2 060 m);
— unde medii 1 600—525 kHz (187—570 m).

Frecvența intermediară este de 450 kHz.

Sensibilitatea pentru o putere de ieșire de 50 mW este:

— în unde lungi mai bună de 2 mV/m;
— în unde medii mai bună de 1,5 mV/m.

Selectivitatea: semnalul unui post alăturat, decalat la 9 kHz de semnalul pe care este acordat radioreceptorul, este atenuat cu cel puțin 15 dB.

Puterea nominală de ieșire depășește 200 mW cu 10% distorsiuni.

Schema radioreceptorului cuprinde 7 tranzistoare și 2 diode cu germaniu (fig. 4.41).

Și acest aparat folosește o antenă de ferită, existînd posibilitatea conectării unei antene exterioare la borna *A*.

Intrarea primului tranzistor se cuplează la o priză a bobinei circuitului de intrare. Primul etaj este schimbătorul de frecvență T_1 (SF-T 108). Oscilatorul este construit după schema cu reacție prin inducție mutuală, circuitul oscilant fiind conectat în emitor și bobina de reacție în colector. Sînt prevăzute

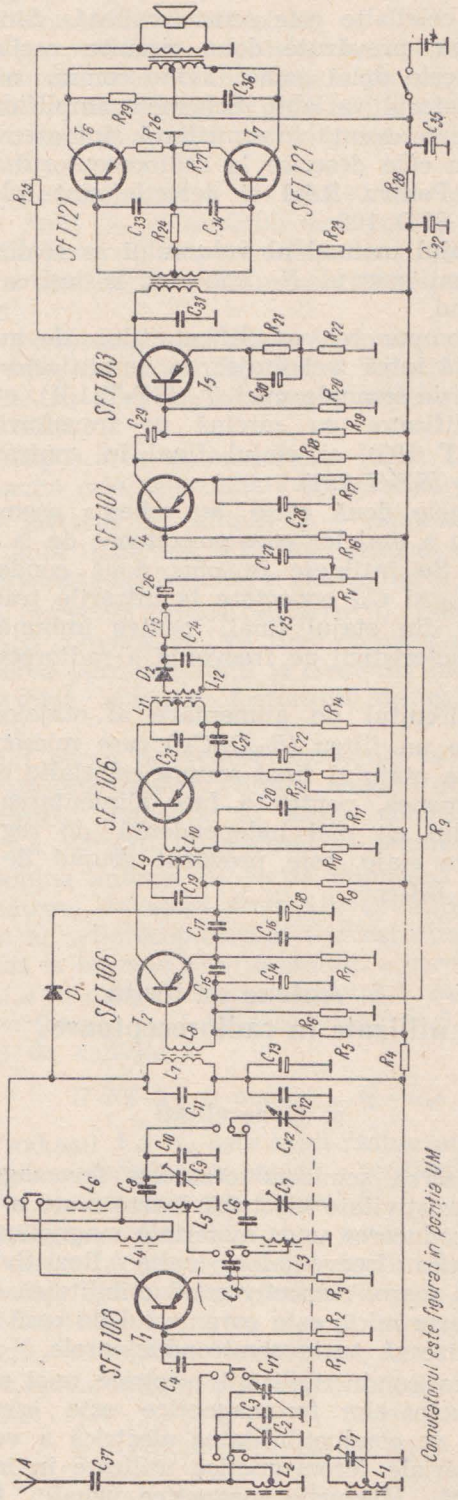


Fig. 4.41. Schema radioreceptorului „Litoral".

Arhiva digitala SaDAng

două bobine de reacție L_4 și L_6, fiecare pentru o gamă. Cînd se lucrează pe una din game, bobina celeilalte este scurtcircuitată. Sînt de asemenea prevăzute două circuite oscilante, pentru cele două game, avînd comun numai condensatorul variabil. Schemele amplificatoarelor de frecvență intermediară sînt asemănătoare cu cele descrise la radioreceptorul „Solistor". Pentru *RAA* și detecție sînt folosite diodele SFD 106.

Reglajul manual al volumului se realizează cu potențiometrul R_v conectat la ieșirea detectorului.

În compunerea amplificatorului de audiofrecvență intră trei etaje: un amplificator *RC* clasă A de semnale mici T_4 (SF-T 101), etajul preamplificator cu sarcină pe transformator T_5 (SF-T 103) și etajul final în contratimp T_6 și T_7 (SF-T 121).

Ultimele două etaje au schema asemănătoare cu a etajelor corespunzătoare de la „Solistor". Se întîlnesc în plus două condensatoare C_{33} și C_{34} conectate la intrările tranzistoarelor din etajul final, pentru îmbunătățirea caracteristicii de frecvență a radioreceptorului.

În circuitul de alimentare al etajelor se folosește un filtru ($R_{28}C_{32}C_{35}$) care micșorează influența etajului final asupra celorlalte etaje. De asemenea, pentru a face alimentarea oscilatorului cît mai independentă de regimul celorlalte etaje, este prevăzut grupul de decuplare R_4C_{13}.

6. Antene de ferită utilizate în radioreceptoare

a. Generalități

Realizarea semiconductoarelor feromagnetice cu rezistivitate electrică foarte mare a permis introducerea unor materiale magnetice noi în tehnica frecvențelor înalte. Rezistivitate electrică mare, respectiv conductibilitatea electrică foarte mică, este parametrul de bază care caracterizează toate semiconductoarele.

Natura conductibilității electrice mici a semiconductoarelor feromagnetice este esențial diferită de conductibilitatea electrică a vechilor materiale feromagnetice utilizate în înaltă frecvență. Miezurile magnetice uzuale: ferocartul, alsiferul, carbonilul etc. se obțineau din pulbere metalică feromagnetică fină aglomerată cu mase dielectrice plastifiante sau liante prin presare. În acest fel pierderile dielectrice erau mici, iar proprietățile magnetice nesatisfăcătoare limitau utilizarea miezurilor magnetice în înaltă frecvență. Permeabilitatea inițială μ_0 a acestor miezuri magnetice era de 5—22 G/Oe, inducția maximă 15 000—18 000 G, frecvența maximă de lucru 3—5 MHz, iar factorul de calitate $Q=70...130$; la frecvențe mari pierderile magnetice micșorau brusc factorul de calitate. Permeabilitatea eficace a unui miez cilindric cu $l=2\ d$ nu depășea valoarea 1,5—2.

Feritele moi utilizate în radioreceptoare sînt materiale nemetalice obținute din amestecuri de oxizi sau săruri metalice și transformate printr-un proces tehnologic complex în semiconductoare feromagnetice cu proprietăți electrice și magnetice superioare vechilor miezuri magnetice. Rezistivitatea electrică a acestor ferite este cuprinsă în domeniul $10^5...10^9\ \Omega \cdot cm$, permeabilitatea inițială μ_0 este de 10...3 000 G/Oe, constanta dielectrică $\varepsilon=10...10^6$, factorul de calitate Q atinge valori de 500—600 la frecvențe mici și 150—200 la înaltă frecvență (50 MHz). Permeabilitatea eficace a unui miez cilindric cu $l=2\ d$, se ridică la 2—10, iar pierderile magnetice sînt foarte mici, $\operatorname{tg}\delta=0,03...$ ...0,04.

Ferite utilizate în înaltă frecvență au o structură policristalină și omogenă în care atomii bivalenți ai feritei de fier sînt înlocuiți cu atomi bivalenți ai altor metale: nichel, zinc, mangan, litiu etc., în cadrul unei reacții în faza solidă la temperaturi ridicate (sinterizarea). Prin sinterizare se obține mărirea rezistivității electrice și a permeabilității magnetice la cîmpuri foarte slabe ($H \approx 0$), adică în condițiile de lucru ale feritelor la frecvențe înalte. Proprietățile electrice și magnetice ale feritelor depind de compoziția chimică, metoda tehnologică aplicată și structura realizată. După compoziție, pentru funcționarea în cîmpuri de înaltă frecvență corespund următoarele tipuri de ferită:

— ferite de mangan-zinc cu conținut variabil în substanța chimic pură ($MnFe_2O_4$ și $ZnFe_2O_4$), pentru frecvențe de 0,5—2 MHz;

— ferite de nichel-zinc obținute din oxizii respectivi (Fe_2O_3, NiO și ZnO), utilizabile în domeniul de frecvențe 1—40 MHz;

— ferite de litiu-zinc pentru frecvențe de 40—100 MHz.

Proprietățile magnetice de bază ale acestor ferite sînt definite de ciclul de histerezis. Toate feritele pentru frecvențe înalte au o

mare permeabilitate inițială μ_0 la cîmpuri magnetizante slabe, forța coercitivă Hc foarte mică ($Hc=0{,}12...10$ Oe) și suprafață foarte mică a ciclului, ceea ce determină pierderi magnetice mici (fig. 4.42).

Temperatura de lucru a feritelor moi este limitată de punctul Curie, care indică tempe-

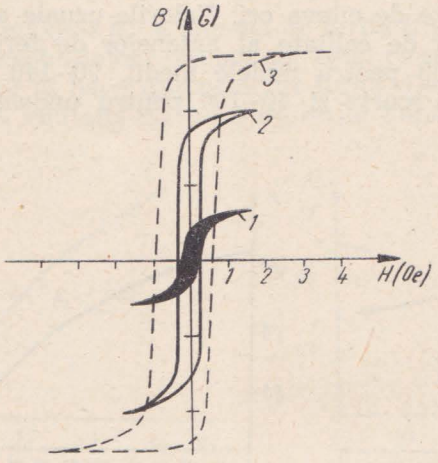


Fig. 4.42. Ciclul de histerezis al diferitelor materiale magnetice:
1 — ferită; *2* — permalloy; *3* — tablă silicioasă.

ratura la care proprietățile magnetice se anulează în mod ireversibil. Temperatura normală de lucru trebuie să fie de 2...3 ori mai mică decît temperatura punctului Curie, deoarece la temperaturi apropiate de acest punct conductibilitatea electrică a feritelor crește după o lege exponențială caracteristică tuturor semiconductoarelor.

b. **Parametrii și calculul antenelor de ferită**

Ca și antena cadru, antena de ferită este o antenă inductivă, dar elementul esențial care le deosebește este permeabilitatea circuitului magnetic.

Antena de ferită reprezintă o bobină așezată pe o bară de ferită. Parametrii ei principali: înălțimea efectivă h_{ef} și factorul de calitate Q, care determină eficacitatea acestei antene în comparație cu celelalte antene inductive sau capacitive, sînt determinați de proprietățile materialului barei.

Parametrii amintiți sînt determinați de următoarele mărimi caracteristice ale barei de ferită:

— permeabilitatea inițială μ_0-tangenta la curba de magnetizare a ciclului de histerezis în zona cîmpurilor foarte slabe;

— permeabilitatea toroidală μ_t-raportul dintre inductanța unei bobine așezate pe un miez toroidal din materialul cercetat și inductanța aceleiași bobine așezată pe un miez nemagnetic, izolant;

— permeabilitatea de bară μ_b care este mai mică decît μ_t și depinde de forma și dimensiunile barei B, respectiv de reluctanța magnetică a întrefierului dintre cele două capete ale barei;

— permeabilitateá relativă eficace μ_{ef}, care are valoarea raportului dintre inductanța unei bobine cu miez și inductanța aceleiași bobine fără miez.

Comportarea antenelor de ferită la înaltă frecvență este determinată de parametrii:

— factorul de calitate Q — raportul dintre reactanța inductivă a bobinei antenei de ferită și rezistența echivalentă a pierderilor în bobină;

— frecvența critică de lucru f_{cr}, considerată în mod convențional ca fiind frecvența la care scăderea permeabilității și creșterea pierderilor determină scăderea factorului de calitate la $Q=10$.

Din punct de vedere energetic, factorul de calitate este raportul dintre energia acumulată în cîmpul magnetic al feritei considerate și energia pierdută în procesul de acumulare.

Bobina antenei de ferită împreună cu condensatorul de acord formează circuitul de intrare al radioreceptoarelor tranzistorizate. Tensiunea la bornele acestui circuit, a cărui bobină se află în cîmpul electromagnetic E, este direct proporțională cu înălțimea efectivă și cu factorul de calitate:

$$U=E\cdot h_{ef}\cdot Q \text{ unde } h_{ef}\cdot Q=h'_{ef}$$

Produsul $h_{ef}\cdot Q$ este eficacitatea antenei și permite determinarea rapidă a tensiunii induse atunci cînd se cunoaște cîmpul E.

Înălțimea efectivă h_{ef} a antenei de ferită este direct proporțională cu numărul de spire n, suprafața spirei S, permeabilitatea de bară μ_b, coeficienții de formă m și p și invers proporțională cu lungimea de undă λ.

Valoarea înălțimei efective se calculează cu relația

$$h_{ef}=\frac{2\pi\cdot n\cdot S\cdot\mu_b}{\lambda}\cdot m\cdot p\cdot 10^{-4}, \qquad (4.1)$$

în care: S este exprimat în cm^2, λ în m, iar h_{ef} în m.

Arhiva digitala SaDAng

Valoarea μ_b depinde de raportul d/l al barei de ferită și se determină grafic din fig. 4.43, *a* sau se calculează cu relația

$$\mu_b = \frac{\mu_0}{1 + 0{,}84\,(d/l)^{1{,}7}\,(\mu_0 - 1)} \qquad (4.2)$$

Coeficienții m și p depind de forma bobinei și de locul bobinei pe bară și se determină din fig. 4.43, *a*, respectiv 4.43, *b*.

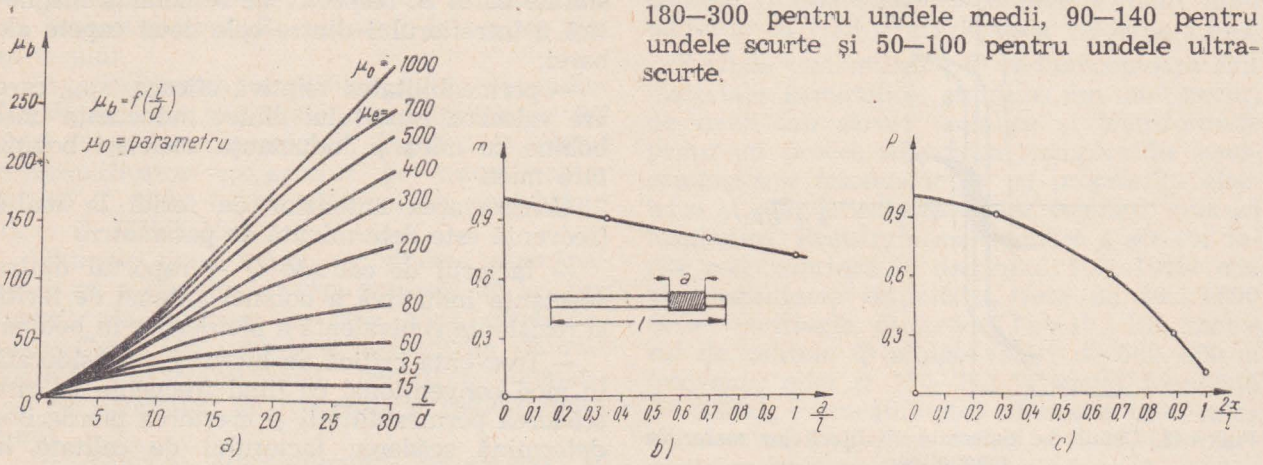


Fig. 4.43. Parametrii de calcul ai antenelor de ferită:

a — permeabilitatea de bară μ_b funcție de raportul $\frac{l}{d}$ dintre lungimea și diametrul barei, pentru ferite de diferite permeabilități inițiale μ_0; *b* — coeficientul de calcul m; *c* — coeficientul de calcul p.

Valorile uzuale ale înălțimii efective a antenelor de ferită sînt 7...20 mm.

Factorul de calitate Q depinde de elementele schemei echivalente ale antenei de ferită și este dat de relațiile

$$Q = \frac{2\pi f \cdot L}{R} \qquad (4.3)$$

pentru cazul general,

$$Q_0 = \frac{2\pi f \cdot L_0}{R_{cc} + R_0} \qquad (4.4)$$

pentru bobina fără miez și

$$Q_m = \frac{2\pi f \cdot L_m}{R_{cc} + R_0 + R_m}$$

pentru antena de ferită, în care: $L_m = \mu_{ef} \cdot L_0$;

R este rezistența echivalentă a pierderilor;
L_0 — inductanța bobinei fără miez;
μ_{ef} — permeabilitatea relativă eficace a miezului;
R_{cc} — rezistența activă a bobinei;
R_0 — rezistența echivalentă de pierderi a bobinei fără miez;
R_m — rezistența echivalentă a pierderilor introduse de miez;
L_m — inductanța efectivă a bobinei cu miez (pe bară).

Prin introducerea miezului, inductanța L_0 devine $L_m = \mu_{ef} \cdot L_0$, iar pierderile magnetice cresc.

Cum însă $R_m > R_{cc} + R_0$, valoarea factorului Q crește de cîteva ori. Valorile uzuale ale factorului de calitate al antenelor de ferită sînt 180—300 pentru undele medii, 90—140 pentru undele scurte și 50—100 pentru undele ultrascurte.

Cunoscînd pe μ_b, valoarea μ_{ef} se determină din relația

$$\mu_{ef} = K_1 \cdot K_2 \cdot r \cdot \mu_b, \qquad (4.5)$$

în care K_1, K_2 și r sînt coeficienți empirici.

Coeficienții K_1 și K_2 se determină grafic din fig. 4.45, iar coeficientul r se calculează cu relația $r = \left(\frac{d}{D}\right)^2$.

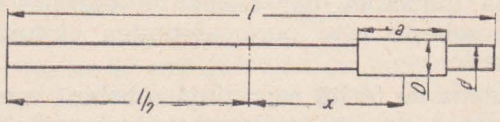


Fig. 4.44. Antena de ferită.

Inductanța bobinei unei antene de ferită se poate calcula cu suficientă precizie pentru practică cu formulele

$$L_m = \mu_{ef} \frac{n^2 \cdot D^2}{110 \cdot a}\,; \quad L_m = \mu_{ef} \frac{0{,}01 \cdot D \cdot n^2}{\frac{a}{D} + 0{,}44} \qquad (4.6)$$

unde: D este diametrul bobinei, în cm;
a — lungimea bobinei, în cm;
n — numărul de spire.

Din relațiile de mai sus, rezultă că prin alegerea judicioasă a dimensiunilor barei de ferită (l/d), a dimensiunilor bobinei (a/l), a așezării bobinei pe bară $\left(\frac{2x}{l}\right)$, se poate realiza eficacitatea maximă h'_{ef} a antenei de ferită (fig. 4.44).

Permeabilitatea inițială μ_0 este parametrul hotărîtor al barei antenelor de ferită. De aceea, alegerea calității miezului de ferită după criteriul permeabilității inițiale se face din necesitatea asigurării factorului de calitate necesar la frecvența maximă de lucru a circuitului. Dar scăderea permeabilității la frecvențe mari este cu atît mai pronunțată cu cît valoarea μ_0 a feritei utilizate este mai mare. Scăderea permeabilității duce atît la scăderea factorului de calitate Q cît și la scăderea înălțimii efective. La frecvențe apropiate de frecvența critică, pierderile în miezul de ferită se datoresc fenomenelor de rezonanță feromagnetică și de domeniu, precum și pierderilor dielectrice. Din motivele expuse, alegerea feritelor pentru frecvență mare se face cu deosebită atenție. Experiența a arătat că pentru undele lungi sînt indicate feritele de mangan-zinc cu permeabilitatea inițială $\mu_0=600-1\,000$, pentru undele medii feritele de mangan-zinc sau nichel-zinc cu $\mu_0=400-600$; pentru undele scurte (6–20 MHz) se comportă bine feritele de nichel-zinc cu $\mu_0=100-200$, iar în domeniul undelor ultrascurte, feritele de litiu-zinc cu $\mu_0=10-30$. Trebuie menționat faptul că scăderea înălțimii efective a antenei de ferită în gamele de us și uus, datorită scăderii permeabilității magnetice cu frecvența, este de același ordin de mărime ca și micșorarea lungimii de undă λ, astfel că înălțimea efectivă rămîne în limite utile (fig. 4.46).

La proiectarea antenelor de ferită trebuie ținut seama și de următoarele:

— utilizarea sîrmei liță de înaltă frecvență micșorează capacitatea parazitară și mărește factorul de calitate cu 150–200% față de înfășurarea cu conductor monofilar;

— factorul de calitate este maxim pentru cazul cînd $D=1{,}3\,d$ și $a\approx 0{,}2\,l$;

— tensiunea indusă și inductanța sînt maxime pentru valoarea $x=0{,}5$;

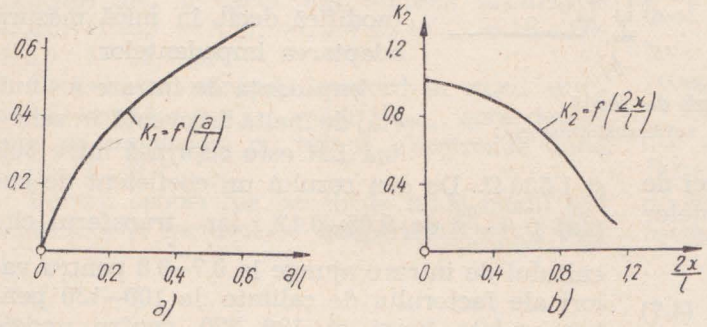


Fig. 4.45. Coeficienții empirici pentru determinarea permeabilității eficace μ_{ef}:
a — coeficientul K_1; b — coeficientul K_2.

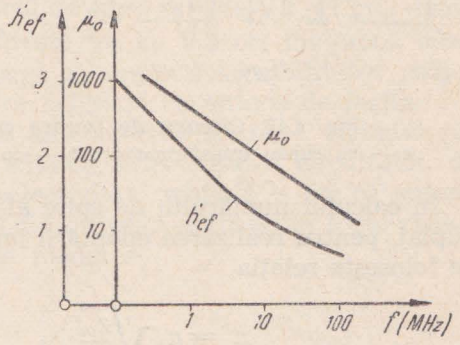


Fig. 4.46. Variația permeabilității inițiale μ_0 și a eficacității antenelor de ferită cu frecvența.

— inductanța bobinei poate fi micșorată la $0{,}7\,L_{max}$, deplasînd bobina spre marginile barei;

— pentru barele mai scurte de 100 mm, valoarea μ_{ef} este aproape aceeași pentru materiale cu permeabilitate inițială cuprinsă între 200 și 700.

— valoarea μ_{ef} este 10–15 pentru bare cu $l/d=12-20$.

c. Circuite de intrare cu antene de ferită

La montajele cu tuburi electronice, condiția de adaptare a impedanței circuitului de intrare cu impedanța de intrare a etajului se realizează relativ ușor. În cazul radioreceptoarelor cu tranzistoare, impedanța de intrare a unui etaj în schema *EM* este de zeci de ori mai mică decît impedanța circuitului de intrare la rezonanță, astfel încît cuplarea directă ar șunta circuitul de intrare. Din această cauză, tranzistorul se cuplează slab cu circuitul de intrare.

Condiția de adaptare a impedanțelor este satisfăcută atunci cînd impedanța de intrare a etajului, transpusă la circuitul de intrare, este

Arhiva digitala SaDAng

egală cu impedanța echivalentă a circuitului de intrare. În acest caz, atenuarea introdusă va micșora de două ori factorul de calitate al circuitului de intrare, ceea ce reprezintă cazul optim. În fig. 4.47 se prezintă schemele uzuale de cuplaj.

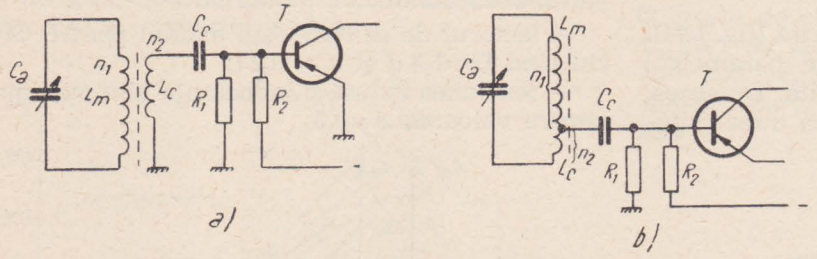


Fig. 4.47. Circuite de intrare cu antenă de ferită:
a — cu cuplaj transformatoric; *b* — cu cuplaj autotransformatoric.

În calculul numărului de spire al bobinei de cuplaj, pentru realizarea adaptării impedanțelor se folosește relația

$$n_2 = n_1 \sqrt{\frac{Z_{in}}{Z_0}} \qquad (4.7)$$

în care: Z_{in} este impedanța de intrare a etajului la frecvența medie de lucru;

Z_0 — impedanța la rezonanță a circuitului de intrare;

n_1 — numărul de spire al circuitului de intrare cu antenă de ferită;

n_2 — numărul de spire al bobinei cuplaj.

Valorile Z_{in} și Z_0 se determină din următoarele relații:

$$Z_0 = 2\pi f \cdot L_m \cdot Q_c \cdot 10^{-6}\ [\text{k}\Omega], \qquad (4.8)$$

în care: f este frecvența în kHz;

L_m — inductanța circuitului de intrare în μH;

Q_0 — factorul de calitate în gol

Impedanța de intrare se indică în tabele sau se calculează cu relația

$$Z_{in} \approx K_e \cdot \left[r_b + \frac{r_e}{1-\alpha} \right], \qquad (4.9)$$

în care: r_b este rezistența bazei tranzistorului;

r_e — rezistența emitorului.

Coeficientul K_e se dă în următoarea tabelă

f/f_α	1	0,8	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1	0,05	0,02
K_e	0,2	0,22	0,24	0,27	0,3	0,33	0,4	0,6	0,8	1

Valoarea Z_{in} calculată în acest fel dă erori de 5–10%.

Avînd în vedere că în calcul intră frecvența medie de acord a circuitului, această eroare nu modifică decît în mică măsură adaptarea impedanțelor.

Impedanța de intrare a unui etaj de înaltă frecvență în schema *EM* este cuprinsă între 300 și 1 500 Ω. De aici rezultă un coeficient de cuplaj $p = \frac{n_2}{n_1}$ de 0,05–0,12, iar transferul circuitului de intrare ajunge la 0,7–0,8 pentru valori ale factorului de calitate de 100–130 pentru undele lungi și 180–220 pentru undele medii.

Schema echivalentă a circuitului de intrare al antenei de ferită este dată în fig. 4.48.

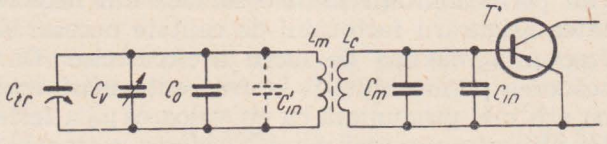


Fig. 4.48. Schema echivalentă a circuitului de intrare cu antenă de ferită.

unde: C_v este condensatorul variabil de acord (capacitatea minimă);

C_0 — capacitatea proprie (parazită) a bobinei antenei de ferită;

C_{tr} — capacitatea de ajustare (trimmer);

C_{in} — capacitatea de intrare a tranzistorului T_1;

C_m — capacitatea montajului.

Pentru a acoperi o anumită bandă de frecvență, mărimile *LC* se calculează din relația

$$L_m = \frac{2{,}53 \cdot 10^4}{f^2_{max} \cdot C_{min}}\ [\mu H], \qquad (4.10)$$

în care: f este frecvența în MHz, iar

C_{min} — capacitatea minimă, în pF.

Capacitatea minimă a circuitului de intrare C_{min} se compune în cazul antenei de ferită

din: capacitatea minimă a condensatorului variabil de acord (6—15 pF), capacitatea de ajustare (1—8 pF), capacitatea proprie a bobinei (0,3—1,5 pF) și capacitatea de intrare a tranzistorului transpusă la circuitul de intrare. Capacitatea de intrare a unui tranzistor cu joncțiuni este de 500—1 000 pF. Tranzistoarele de tip drift sau cele obținute prin difuzie au o capacitate de intrare cuprinsă între 50 și 100 pF. Această capacitate transpusă în primar are valoarea

$C'_{in} = C_{in} \cdot p^2$; pentru $p = 0{,}1$ $C'_{in} = (50...100)\ 0{,}01 = 0{,}5...1$ pF. Pentru un montaj bun valorile indicate dau o capacitate minimă uzuală de acord: $C_{min} = C_{v\,min} + C_{tr} + C_0 + C'_{in} = 10 + 1 + 1{,}5 + 1 = 13{,}5$ pF.

Capacitatea minimă de acord în cazul antenei de ferită este $C_{min} \approx 1{,}5\ C_{v\,min}$, spre deosebire de montajele cu tuburi electronice unde $C_{min} = (3...4) \cdot C_{v\,min}$.

Pentru acoperirea benzii de unde medii sau unde scurte factorul de acoperire $K = f_{max}/f_{min}$ trebuie să fie 3,3. Acoperirea se realizează dacă este satisfăcută relația

$$C_{max}/C_{min} = K^2,$$

de unde se deduce capacitatea maximă de acord necesară $C_{max} = K^2 \cdot C_{min}$. În cazul antenelor de ferită, această valoare este de 150—160 pF pentru undele medii, iar valoarea inductanței de acord este 600—630 μH. Se observă că valoarea inductanței este de trei ori mai mare decît inductanța unui circuit obișnuit de intrare cu tuburi electronice (180—200 μH). Datorită acestui fapt, numărul de spire este de $\sqrt{3}$ ori mai mare, ceea ce mărește tot cu $\sqrt{3}$ ori înălțimea efectivă a antenei și implicit sensibilitatea radioreceptoarelor echipate cu antene de ferită.

Calitățile antenelor de ferită — volumul redus și eficacitatea, selectivitatea circuitului de intrare și selectivitate spațială — fac ca antena de ferită să fie utilizată aproape în toate radioreceptoarele moderne.

Bibliografie

1. *Diefenbach W.*, Auhtoempfänger 1959, Funktechnik, nr. 8, 1959, p. 237.
2. *Rieche K.*, Autosuper „Schönburg", Radio und Fernsehen, nr. 13, 1960, p. 414.
3. *Bottke Ernst*, Germaniumdioden in Transistorempfängern, Radio und Fernsehen, nr. 15, 1960, p. 467.
4. *Streng Klaus*, Was erwarten wir vom modernen Autoempfänger, Radio und Fernsehen, nr. 20, 1959, p. 635.
5. *Kunze Fritz*, Röhren für extrem niedrige Betribsspannungen, Radio und Fernsehen, nr. 11, 1957, p. 355.
6. *Miller G. M.*, Conception des récepteurs „hybrides", Toute la Radio, nr. 1, 1958, p. 8, nr. 2, 1958, p. 60.
7. *Honomichl V.*, Drobnosti z praxe a z literature, Sdelovaci Tehnica, nr. 11, 1960, p. 436.
8. Гумеля Е., Походный приемник, Радио, № 8 1958, p. 27.
9. Яковлев В. Я. Любительские приемники на п. п. триодах, Госэнергоиздат, Москва-Ленинград, 1957.
10. Лабутин В. К., Простейшие конструкции на п. п. триодах, Госэнергоиздат, Москва-Ленинград, 1958.
11. Яковлев В. В., Любительские переносные приемники на транзисторах, Госэнергоиздат, Москва-Ленинград, 1959.
12. Варламов Р., Малогабаритные конденсаторы настройки карманных приемников, Радио, № 12. 1960, Москва.
13. *Diefenbach W.*, Autoempfänger 1959, Entwiklungstendenzen und interessante Neuerungen, Funktechnik, nr. 8, 1959, p. 239, Berlin.
14. *Diefenbach W.*, Transistorisierte Empfänger des Auslands, Funk-technik, nr. 9, 1960, p. 278.
15. *Diefenbach W.*, Neues Richtungen im Reise — und Autosuperbau, Funk-technik, nr. 10, 1960, p. 303. den Aufbau von Autoempfänger, Funkschau,
16. * * * Reisesuper 1960—61, Funk-technik, nr. 10, 1960, p. 304.
17. *Seibold G.*, Die Bedeutung der Röhre ECF83 für den Aufbau von Autoempfänger, Funkschau, nr. 7 (Aprilie), 1958, pp. 157—159.
18. Тяпкин Н., Простые приемники на п. п. триодах, Радио, № 4, 1958, p. 21.
19. Гумеля Е., В. Ч. тракт комбинированных радиоприемников, Радио, № 4, 1958, p. 18.
20. *Hyan Jaroslav T.*, Kapesni tranzistorovi prijimac, Amaterske Radio, nr. 3, 1961, p. 69.
21. *Schreiber H.*, Technique et applications des transistors. Societé des editions radio, Paris, 1958.
22. * * * Радио, № 5, 1961.
23. *Kuprianovici L. I.*, Emițător-receptor radio de buzunar (trad. din l. rusă), Editutura Tehnică, București, 1961.
24. *Cooper B.F.C. și alții.* The application of transistors to A. M. Broadcast Receivers, PIRE, October, 1956.
25. Артур В. А. и др., Основы полупроводниковой электроники (перевод с английского), Советское радио, Москва, 1958.
26. *Buznea Dinu*, Curs de tranzistori, Editura Academiei Militare Generală, București, 1960.
27. *Kristoforovič I.*, Reglarea automată a amplificării la radioreceptoarele echipate cu transistoare, Telecomunicații, Caiet selectiv, nr. 3/1959.

Arhiva digitala SaDAng

28. — Радио, № 3, 1961, s. 60 (după Radio-Electronics, decembrie, 1960).
29. — Funk-technik, nr. 4, 1960.
30. — Funk-technik nr. 6, 1960.
31. * * * Funk-technik nr. 6, 1960.
32. * * * Полупроводники а науке и технике, т. 2-й, Изд. Академии Наук СССР, Москва-Ленинград, 1958.
33. Хомич В. И., Приемные ферритовые антены, Госэнергоиздат, Москва-Ленинград, 1960.
34. Косенко А., Щеголев И., Магнитная антена, Радио, № 8, 1954.
35. *Horst Jancke,* Weichmagnetisch nicht metallische Werkstoffe, Radio und Fernsehen, nr. 13, 1960, p. 421.
36. Матвеев Г. Хомич В., Фериты-новые магнитные материалы, Радио, № 8, 1959, Москва.
37. Мейнке Х., Гундлах Ф. В., Радиотехнический справочник (перевод с немецкого), Госэнергоиздат, Москва-Ленинград, 1960.
38. Добрынин И., Двойная магнитная антена, Радио, № 1, 1960, p. 22.
39. Хомич В., Ферритовая телевизионная антена, Радио, № 2, 1960, p. 22.
40. *Roman Stere,* Realizarea şi utilizarea dispozitivelor semiconductoare în R.P.R., Automatica şi Electronica, nr. 5, 1960, Bucureşti.

V

Emițătoare cu tranzistoare

1. Introducere

În construcția emițătoarelor radio de puteri mijlocii și mari, tuburile electronice își păstrează și acum întîietatea. Performanțele nesatisfăcătoare ale primelor tipuri de tranzistoare din punct de vedere al frecvenței limită, al puterii de ieșire și al stabilității la variațiile de temperatură au limitat pătrunderea tranzistoarelor în acest domeniu. Totuși, literatura de specialitate citează numeroase exemple de emițătoare de puteri mici și foarte mici complet tranzistorizate.

La început, după apariția primelor tipuri de tranzistoare cu contacte punctiforme, s-au construit emițătoare miniaturizate, cu ajutorul cărora s-au realizat legături radio la distanțe de cîteva zeci de metri. Aceste aparate aveau un caracter experimental. Frecvența limită de numai cîțiva megaherți și puterea de ieșire, în general mai mică de 50 mW, constituiau principalele neajunsuri ale acestor tranzistoare, care limitau performanțele emițătoarelor construite.

În a doua jumătate a deceniului trecut, după perfecționarea tranzistoarelor cu joncțiuni, au apărut cîteva tipuri cu frecvența limită de zeci și chiar sute de megaherți și cu putere disipată de ordinul a 100 mW. Se pot cita, spre exemplu, tranzistoarele sovietice П 401 ($f_{max} = 30$ MHz), П 402 ($f_{max} = 60$ MHz), П 403 ($f_{max} = 120$ MHz), toate cu o putere disipată de 100 mW, sau tranzistorul american 2N 384 ($f_{max} = 100$ MHz) și putere disipată de 120 mW.

Aceste tranzistoare s-au folosit pentru construcția unor emițătoare de foarte mică putere care și-au găsit numeroase utilizări practice, cum sînt: legătura de dispecer în producție, legătura cu diferite instalații mobile pe marile șantiere, reglarea circulației în punctele aglomerate, telecomanda prin radio a modelelor de avioane, nave și automobile, legături radio pe distanțe mici pentru bazele sportive, în agricultură, pescuit etc.

Recent s-au construit tranzistoare a căror frecvență limită variază între 200 și 400 MHz cu o putere disipată de 100 mW (П 410, П 411) [1].

Unele reviste [2, 3] citează tranzistoarele cu siliciu, *npn* tip 2 N 1505 și 2 N 1506 care pot asigura la ieșire o putere de 1 W la 70 MHz sau 0,5 W la 200 MHz și tranzistoarele Mesa 2 N 1561 și 2 N 1562, de 0,5 W la 160 MHz.

Exemplele citate demonstrează că limitările de frecvență ale tranzistoarelor sînt depășite.

Și în ceea ce privește puterea de ieșire s-au obținut performanțe importante. Pentru exemplificare se arată mai jos cîteva tipuri de tranzistoare cu siliciu a căror putere disipată variază între 40 și 100 W, iar frecvența ajunge la 40 MHz.

PT 900 și PT 901: $f_{max} = 5$ MHz; $P_d = 100$ W
PT 900 și PT 901: $f_{max} = 10$ MHz; $P_d = 40$ W
2N 1660, 2N 1661 și 2N 1662: $f_{max} = 40$ MHz; $P_d = 85$ W.

Aceste tranzistoare pot fi folosite pentru construcția unor emițătoare cu o putere la ieșire de 100 W și 200 W (la schemele cu etaj final în contratimp), în gama undelor scurte sau ultrascurte.

Este de așteptat ca într-un viitor nu prea îndepărtat, aceste performante să fie depășite. În etapa actuală, este posibilă construcția unor radioemițătoare complet tranzistorizate.

Arhiva digitala SaDAng

În compunerea schemelor-bloc ale acestor emiţătoare se întîlnesc aceleaşi etaje ca şi în schemele similare cu tuburi: un oscilator, unul sau mai multe etaje intermediare, etajul final, care este un amplificator de putere, şi etajele modulatoare.

Schemele unor emiţătoare de putere foarte mică pot fi realizate cu un singur etaj (oscilatorul) care se modulează în amplitudine sau în frecvenţă şi care este cuplat direct cu antena. Pentru mărirea puterii la ieşire şi îmbunătăţirea stabilităţii emiţătorului se poate adăuga încă un etaj amplificator final şi, uneori, unul sau mai multe etaje intermediare, care au rolul de a multiplica frecvenţa de lucru a oscilatorului, a face o adaptare între etaje şi a micşora influenţa etajului final asupra oscilatorului. Etajul final este un amplificator de putere de radiofrecvenţă care, pentru a avea un randament mai bun şi deci a da posibilitatea să se obţină de la acelaşi tranzistor o putere la ieşire mai mare, trebuie să lucreze în clasă C.

2. Amplificatoare clasă C [4, 5, 6]

La amplificatoarele clasă C, spre deosebire de amplificatoarele clasă A, se aplică pe joncţiunea emitor-bază o tensiune de polarizare inversă. În acest caz, în absenţa unui semnal de excitaţie la intrarea tranzistorului, în circuitul de colector va exista numai curentul rezidual I_{CBO}. Cînd se aplică la intrare un semnal de excitaţie, curentul injectat în bază are forma unor vîrfuri de sinusoidă, iar variaţia curentului de colector va fi similară (fig. 5.1). Funcţionarea în clasă C poate fi definită cu ajutorul unghiului de deschidere a impulsului de curent 2 θ. Dacă $\theta < 90°$, amplificatorul funcţionează în clasă C, pentru $\theta = 90°$ în clasă B, iar pentru $90 < \theta < 180$ în clasă AB.

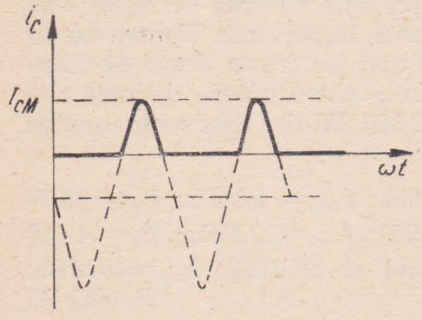


Fig. 5.1. Forma curentului din circuitul colectorului la un amplificator clasă C.

Este cunoscut de la teoria amplificatoarelor cu tuburi electronice că în clasă C se obţin randamente mai mari decît în clasă B sau AB. Într-adevăr randamentul etajului este definit de relaţia

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{\text{puterea utilă}}{\text{puterea absorbită}}. \qquad (5.1)$$

Pentru calculul acestor puteri, impulsul de curent se descompune în serie Fourier şi se găsesc

$$I_{c0} = I_{cM} \frac{1}{\pi} \frac{\sin\theta - \theta\cos\theta}{1 - \cos\theta} = I_{cM}\,\alpha_0(\theta). \qquad (5.2)$$

Componenta alternativă fundamentală

$$I_{c1} = I_{cM} \frac{1}{\pi} \frac{\theta - \sin\theta\cos\theta}{1 - \cos\theta} = I_{cM}\,\alpha_1(\theta). \qquad (5.3)$$

Armonicele superioare

$$I_{cn} = I_{cM}\,\alpha_n(\theta). \qquad (5.4)$$

În aceste relaţii s-au notat cu I_{cM} valoarea maximă a impulsurilor de curent (v. fig. 5.1) şi cu $\alpha_n(\theta)$ coeficienţii de descompunere în serie Fourier (coeficienţii lui A. I. Berg) care sînt funcţiuni numai de unghiul θ şi se dau în tabele sau grafice.

Admiţînd că sarcina amplificatorului este un circuit acordat pe frecvenţa fundamentală şi că tensiunea alternativă pe colector este aproximativ egală cu tensiunea de alimentare (E_C), se pot scrie expresiile puterilor

$$P_u = \frac{1}{2} E_C I_{c1} \text{ şi} \qquad (5.5)$$

$$P_a = E_C I_{c0} \qquad (5.6)$$

şi deci randamentul etajului va avea următoarea expresie

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{\frac{1}{2} E_C I_{c1}}{E_C I_{c0}} = \frac{1}{2}\frac{I_{c1}}{I_{c0}} = \frac{1}{2}\frac{\theta - \sin\theta\cos\theta}{\sin\theta - \theta\cos\theta}. \qquad (5.7)$$

Variaţia randamentului cu unghiul θ, exprimată de relaţia de mai sus, se arată în fig. 5.2.

În calculul randamentului s-a neglijat curentul rezidual care la tranzistoarele moderne este foarte mic (de exemplu la П 403, $I_{CBO} < 5\,\mu A$).

Se ştie că puterea disipată de colector este diferenţa între puterea absorbită şi puterea utilă: $P_d = P_a - P_u$.

Din această formulă se poate deduce ușor că

$$P_d = P_u\left(\frac{P_a}{P_u} - 1\right) = P_u\left(\frac{1}{\eta} - 1\right),$$

sau

$$P_u = \frac{\eta}{1-\eta} P_d. \qquad (5.8)$$

Cu această formulă se poate aprecia puterea utilă maximă ce se poate obține la ieșirea unui tranzistor cînd se cunoaște puterea disi-

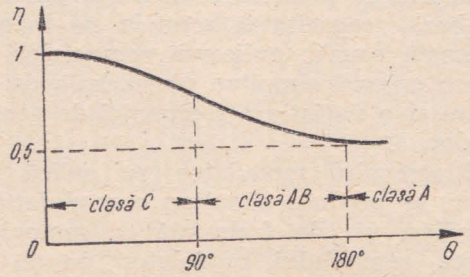


Fig. 5.2. Variația randamentului unui amplificator cu unghiul de deschidere al curentului de colector.

pată admisibilă. De exemplu, pentru lucrul în clasă A, cînd $\eta \approx 0{,}5$ puterea utilă este aproximativ egală cu puterea disipată. La funcționarea în clasă C pentru $\eta = 0{,}8$ se obține $P_u = 4\,P_d$, ceea ce reprezintă un avantaj im-

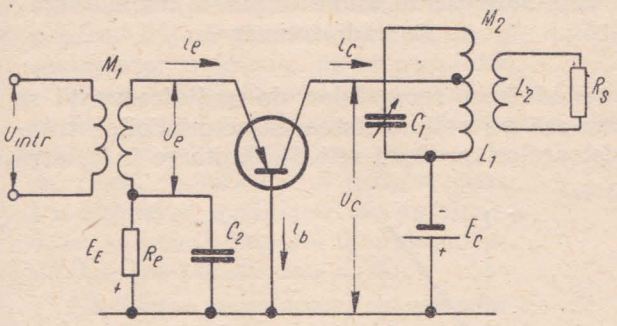


Fig. 5.3. Schema amplificatorului clasă C.

portant al acestui mod de lucru. Teoretic, de la tranzistorul П 403, cu puterea disipată admisibilă de 100 mW, se poate obține o putere utilă de 400 mW.

În realitate această valoare nu se atinge, deoarece în funcționarea reală intervin și alte limitări, în afara puterii disipate, cum sînt: scăderea factorului de amplificare în curent la creșterea curentului injectat în bază, efectul produs de acumularea de goluri în bază, scăderea amplificării la creșterea frecvenței de lucru. Se mai adaugă creșterea curentului rezidual din cauza încălzirii tranzistorului care mărește puterea disipată și limitează puterea utilă la o valoare mai mică decît cea teoretică, calculată mai sus.

Schema unui amplificator clasă C se arată în fig. 5.3, iar în fig. 5.4 se poate urmări funcționarea acestui etaj [5].

La intrarea tranzistorului (fig. 5.4, *a*) se

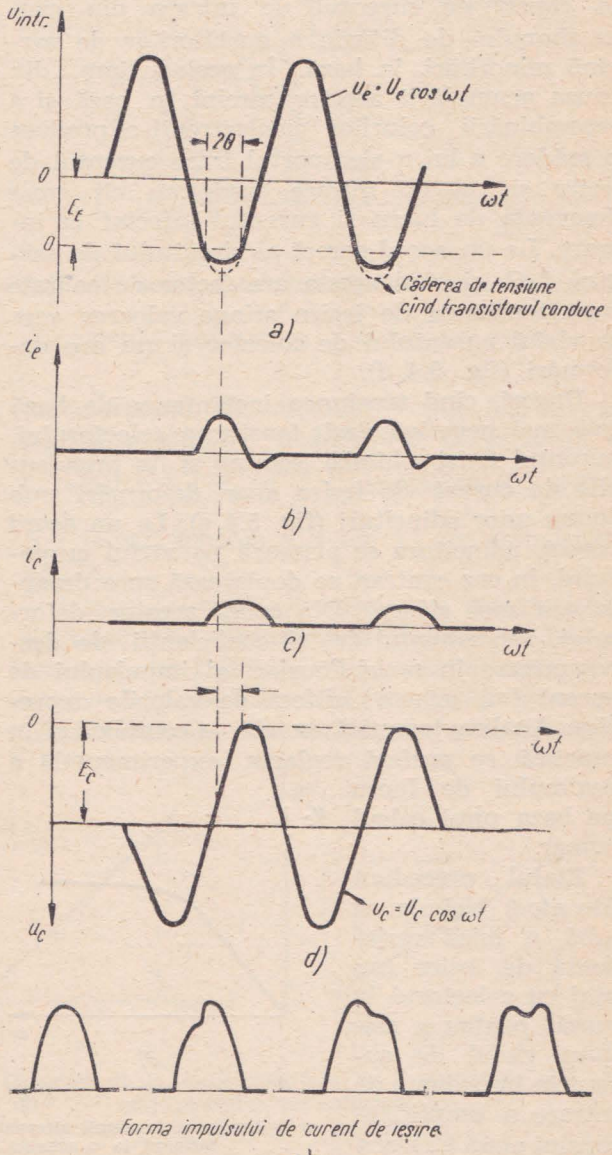


Fig. 5.4. Diagrama de variație a tensiunilor și curenților la un amplificator clasă C:

a — semnalul la intrare; *b* — curentul de emitor; *c* — curentul de colector în regim de subexcitat; *d* — tensiunea de colector; *e* — impulsul de curent de ieșire la diferite tensiuni de semnale și în diferite situații de acord.

Arhiva digitala SaDAng

aplică o tensiune de polarizare (E_B) creată de componenta continuă a curentului emitor-bază prin grupul R_2C_2 și tensiunea de excitație alternativă $u_e = U_e \cos \omega t$. Cînd tranzistorul conduce, rezistența de intrare șuntează etajul precedent și apare o cădere de tensiune.

În circuitul de intrare, curentul are forma unor vîrfuri de sinusoidă (fig. 5.4, *b*). Curentul de ieșire (fig. 5.4, *c*) suferă o întîrziere de fază în raport cu curentul de intrare din cauza timpului de difuzie a purtătorilor de sarcină minoritari în bază. În același timp, din cauza acumulării acestor sarcini în bază și a recombinării golurilor cu electronii, se produce o scădere a lui α și raportul între curentul de ieșire și cel de intrare scade cu cît crește frecvența de lucru și curentul injectat la intrare. La un acord corect al circuitului de sarcină L_1C_1 și cînd acesta are factor de calitate bun, tensiunea de ieșire atinge valoarea zero la vîrful curentului de colector și nu are deformări (fig. 5.4, *d*).

Uneori, cînd tensiunea instantanee de bază este mai negativă decît tensiunea colectorului, curentul i_c își schimbă semnul și în impulsurile de curent de ieșire apar deformări sub forma unor adîncituri (fig. 5.4, *e*). La un acord corect, adîncitura se plasează pe vîrful curentului, în caz contrar, se deplasează spre dreapta sau spre stînga. Din cauza acestor deformări, randamentul (η) și coeficienții de descompunere în serie Fourier ai impulsului de curent (α_0, α_1 etc.) diferă de valorile teoretice. Analiza teoretică exactă se complică și în practică se preferă reglarea experimentală a regimului de lucru pe baza unui calcul sumar.

Etajul precedent (de atac) trebuie să aibă o mică rezistență de ieșire (un etaj cu colectorul la masă) pentru a asigura vîrful de curent în impedanța de intrare a amplificatorului clasă C. Dacă impedanța sursei de excitație este mare, distorsionarea tensiunii de intrare este puternică.

Ca și la emițătoarele cu tuburi electronice, modulația semnalelor în amplitudine și frecvență se poate realiza variind parametrii circuitului oscilant sau tensiunile de alimentare pe electrozii tranzistorului în ritmul semnalului modulator [4, 5, 6]. În funcție de electrodul pe care se aplică semnalul de joasă frecvență se deosebesc modulația pe colector, pe emitor și pe bază. La construcția emițătoarelor trebuie să se aibă în vedere că la tranzistoare există o variație simțitoare a capacităților dintre electrozi, funcție de tensiunile de alimentare. La creșterea tensiunii de colector, capacitatea colector-bază se micșorează. La creșterea tensiunii de polarizare directă a joncțiunii emitor-bază, capacitatea acesteia se mărește. Din această cauză, aplicarea semnalelor modulatoare creează simultan cu variația de amplitudine și o variație a frecvenței de acord a circuitelor.

Cînd semnalul modulator se aplică unui oscilator, se produce simultan o modulație de amplitudine și de frecvență a semnalelor. Aplicarea semnalului modulator pe un etaj amplificator produce o modulație de amplitudine, modulația de frecvență fiind mult mai mică.

3. Emițătoare modulate în amplitudine

a. Modulația în amplitudine a semnalelor de radiofrecvență

Modulația semnalelor de radiofrecvență se bazează pe neliniaritatea caracteristicilor tranzistoarelor, produsă atît de limitarea inferioară a semnalelor (regimul de blocare), cît și de limitarea superioară (regimul de saturație). Curbele caracteristice din care se observă neliniaritatea tranzistoarelor sînt arătate în fig. 5.5 [5].

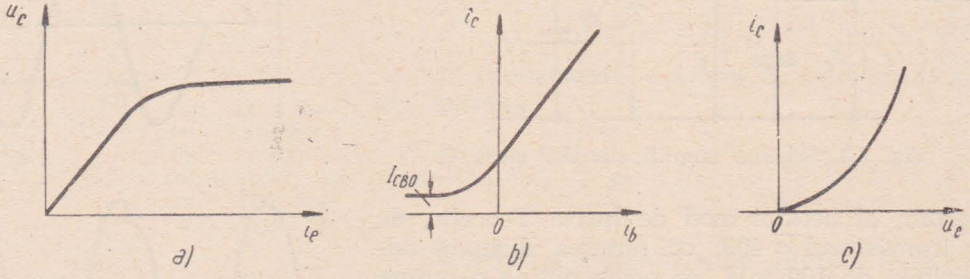


Fig. 5.5. Neliniaritatea tranzistoarelor:
a — limitarea tensiunii alternative de ieșire produsă de regimul de saturație; *b* — tăierea inferioară la o schemă EC; *c* — efectul neliniarității rezistenței de intrare.

În fig. 5.5, *a* se observă că începînd de la o anumită valoare a semnalului injectat la intrare, tensiunea la ieşire este limitată în mod obşinuit la o mărime egală cu tensiunea sursei de alimentare. Limitarea este datorată saturaţiei tranzistorului. Acest fenomen este folosit în cazul modulaţiei pe colector.

În fig. 5.5, *b* se arată caracteristica de tăiere a tranzistorului. Un tranzistor se consideră blocat cînd curentul de emitor se anulează ($i_e = 0$). În acest caz, $i_c = I_{CBO}$, iar $i_b = -I_{CBO}$. Acest fenomen este folosit în cazul modulaţiei pe bază.

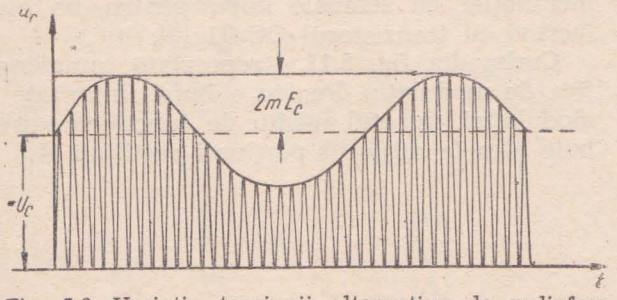


Fig. 5.6. Variaţia tensiunii alternative de radiofrecvenţă la modulaţia pe colector.

În fig. 5.5, *c* este arătat efectul neliniarităţii rezistenţei de intrare asupra curentului de ieşire. Se observă că pentru valori mici ale tensiunii aplicate la intrare, curentul la ieşire variază neliniar. Acest fenomen este utilizat pentru schimbarea de frecvenţă şi detecţia semnalelor modulate în amplitudine.

Pentru semnale mai mari aplicate la intrare se stabileşte o dependenţă liniară între tensiunea de intrare şi curentul de ieşire. Acest fenomen este utilizat pentru obţinerea modulaţiei de amplitudine, aplicînd semnalul modulator la intrare (pe emitor sau bază).

Modulaţia pe colector (cu semnale mari). Dacă tensiunea de alimentare a colectorului este variată de un semnal modulator, tensiunea de radiofrecvenţă variază în acelaşi ritm (fig. 5.6) [5].

Modulaţia pe colector este similară cu modulaţia pe placă în schemele cu tuburi electronice [4]. Pentru modulaţie sînt necesare semnale mari comparabile cu tensiunea de alimentare.

Schema unui etaj modulat pe colector este arătată în fig. 5.7. În această schemă, tranzistorul este conectat cu emitorul la masă. Această metodă se poate aplica la oricare din cele trei scheme fundamentale.

Rezultatele experimentale demonstrează că această schemă asigură o bună liniaritate a

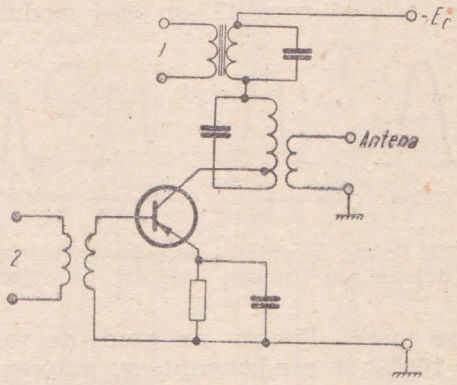


Fig. 5.7. Schema amplificatorului clasă C modulat pe colector:
1 — semnalul modulator; *2* — excitaţia de radiofrecvenţă.

caracteristicii de modulaţie (fig. 5.8, *a*), iar pentru modulator tranzistorul se prezintă ca o rezistenţă $\left(R_0 = \frac{E_C}{I_{c0}}\right)$ constantă (fig. 5.8, *b*). S-a folosit schema din fig. 5.7 cu tranzistorul OC 71.

Pentru o bună liniaritate a caracteristicii de modulaţie, tranzistorul trebuie să lucreze în regim de saturaţie (cu excitaţie mare). Dacă excitaţia se păstrează constantă şi se variază tensiunea de alimentare a colectorului,

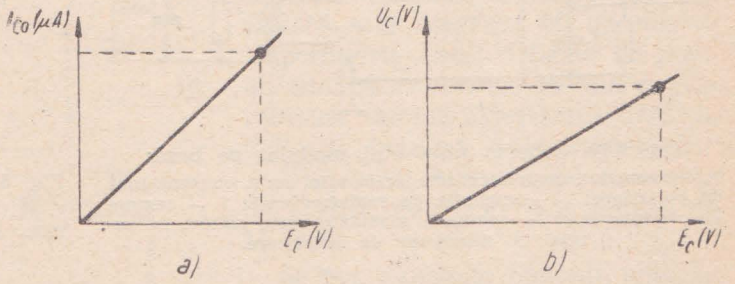


Fig. 5.8. Caracteristicile experimentale de funcţionare ale unui etaj modulat pe colector:
a) $I_{c0} = f(E_C)$; *b*) $U_C = f(E_C)$.

impulsul de curent variază ca în fig. 5.9. Cînd tensiunea pe colector se micşorează, datorită lucrului în regim de saturaţie, adîncitura de curent se accentuează şi componentele impulsului se micşorează. Acest fenomen explică

Arhiva digitala SaDAng

liniaritatea bună a caracteristicilor din fig. 5.8. Dacă se micşorează excitaţia, amplificatorul nu mai lucrează în regim de saturaţie şi caracteristica de modulaţie se curbează.

Dezavantajul principal al modulaţiei pe colector este că necesită un etaj modulator de

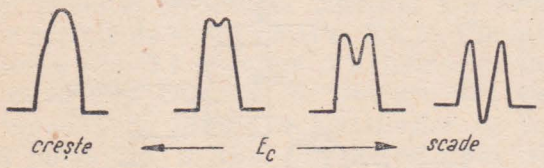


Fig. 5.9. Forma curentului de colector, în timpul modulaţiei, la un etaj modulat pe colector.

putere mare. Pentru un grad de modulaţie $m = 100\%$ şi randamentul η, puterea modulatorului este dată de relaţia [4]

$$P_m = \frac{1}{2\eta} P_{up}, \qquad (5.9)$$

în care s-a notat cu P_m puterea modulatorului şi cu P_{up}, puterea utilă debitată de amplificatorul clasă C pe purtătoare (în absenţa semnalului modulator).

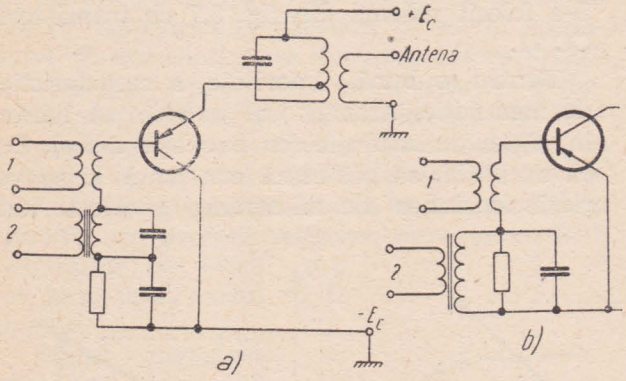


Fig. 5.10. Schema unui etaj modulat pe bază:
a — semnalul modulator este aplicat în serie cu tensiunea de polarizare; *1* — excitaţia de radiofrecvenţă; *2* — semnalul modulator; *b* — semnalul modulator este aplicat în paralel cu tensiunea de polarizare.

Modulaţia pe emitor şi bază (cu semnale mici). La amplificatorul clasă C, tensiunea de ieşire este funcţie de tensiunea de polarizare a joncţiunii bază-emitor. Pe acest principiu se bazează modulaţia pe emitor sau bază.

Schema de principiu a unui amplificator clasă C modulat pe bază este arătată în fig. 5.10. Această metodă de modulaţie se poate aplica în oricare din schemele de conectare a tranzistorului. Spre exemplu în fig. 5.10, *a*, tranzistorul este conectat cu colectorul la masă, iar în schema 5,10, *b*, cu emitorul la masă.

Caracteristicile etajelor modulate pe bază sînt mai puţin liniare decît la cele modulate pe colector. Spre exemplu, în fig. 5.11 sînt arătate caracteristicile experimentale în cazul modulaţiei cu semnale mici, pentru un etaj lucrînd cu tranzistorul OC 71 [5].

Curba din fig. 5.11, *a* reprezintă caracteristica de modulaţie. Pentru o bună liniaritate a modulaţiei, punctul mediu de funcţionare trebuie ales la mijlocul porţiunii rectilinii *A*.

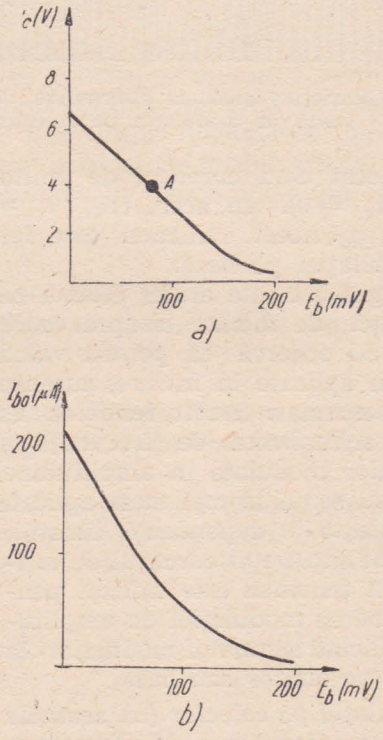


Fig. 5.11. Caracteristicile experimentale ale unui etaj modulat pe bază:
a — caracteristica de modulaţie; *b* — variaţia componentei continue.

În fig. 5.11, *b* se observă că rezistenţa de sarcină a modulatorului $\left(R_0 = \frac{E_b}{I_{b0}}\right)$ este oarecum neliniară.

Dacă semnalul modulator este mai mare, curbura caracteristicilor se poate neglija. Este necesar însă să se evite intrarea tranzistorului în regim de saturaţie.

b. Exemple de scheme

Emiţător cu un singur etaj [7]. Schema emiţătorului din fig. 5.12 se compune dintr-un singur etaj — oscilatorul — realizat după mon-

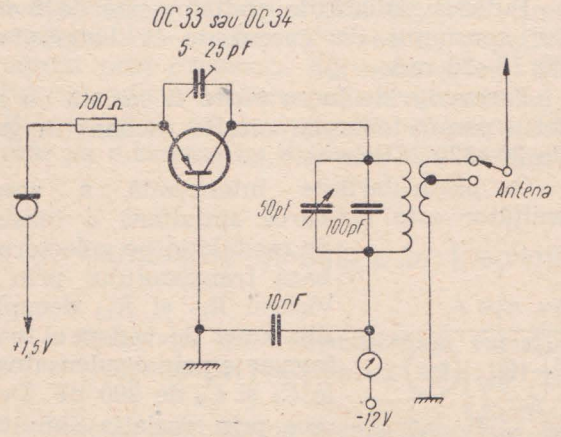


Fig. 5.12. Schema unui emiţător cu un singur etaj.

tajul Colpitts, tranzistorul fiind conectat cu baza la masă. Reacţia oscilatorului se reglează prin condensatorul semivariabil conectat între

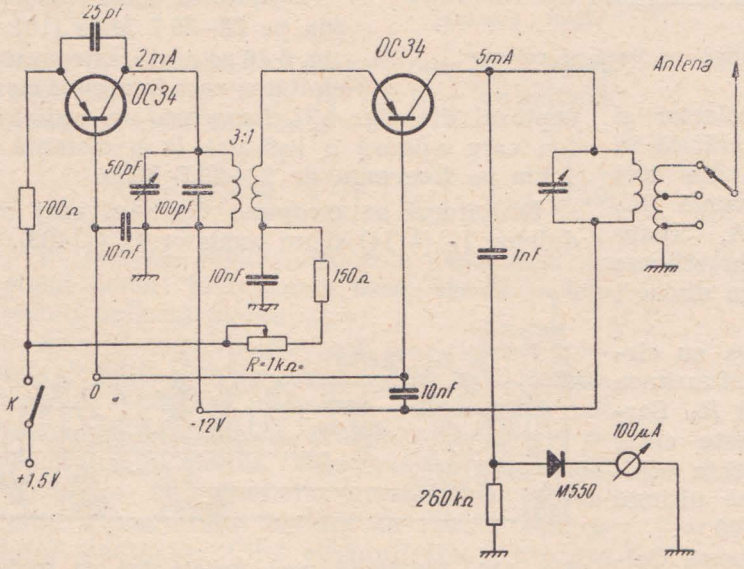


Fig. 5.13. Schema unui emiţător cu două etaje.

colector şi emitor. Drept condensator emitor-bază se foloseşte capacitatea de intrare a tranzistorului. Modulaţia se realizează printr-un microfon cu cărbune introdus în serie cu sursa de alimentare a emitorului.

Frecvenţa de lucru, în jur de 7 MHz, se fixează prin condensatorul variabil al circuitului oscilant.

Emiţătoare cu două etaje. Schema emiţătorului din fig. 5.13 se compune dintr-un osci-

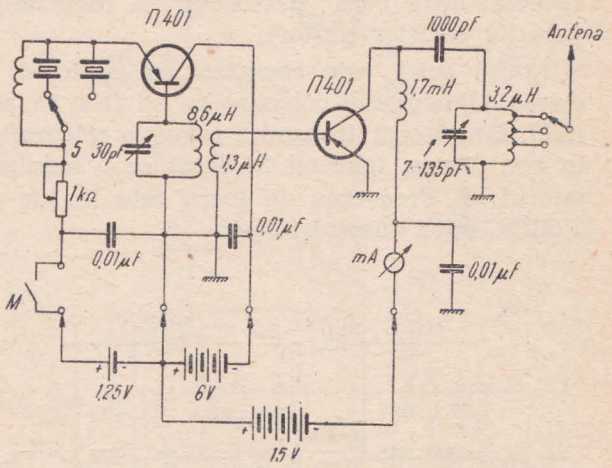


Fig. 5.14. Altă schemă de emiţător cu două etaje.

lator şi un amplificator final [8]. Oscilatorul este identic cu cel din fig. 5.12. Etajul final este un amplificator clasă C, al cărui regim de funcţionare se fixează prin reostatul R de 1 kΩ, introdus în circuitul de alimentare al emitorului şi prin cuplajul între circuitul de emitor şi circuitul acordat al oscilatorului.

La ieşirea etajului final este conectat printr-un cuplaj capacitiv un detector construit cu dioda M 550 şi care este prevăzut cu un microampermetru. Acest detector dă posibilitatea să se verifice acordul circuitului de sarcină al etajului final, la indicaţia maximă a instrumentului.

Emiţătorul lucrează pe frecvenţa de 7 MHz, cu o putere în antenă de 15 mW.

Se pot transmite semnale telegrafice în codul Morse folosind întrerupătorul K. Etajul final poate fi modulat în amplitudine pe bază sau pe colector dacă se introduce semnalul modulator printr-un transformator de audiofrecvenţă pe unul din aceşti electrozi.

O altă schemă de emiţător cu două etaje se arată în fig. 5.14 [8].

Arhiva digitala SaDAng

Oscilatorul, în care tranzistorul este conectat cu colectorul la masă, se construieşte după schema Colpitts (inductanţa este formată de cuarţul conectat între emitor şi colector, iar capacităţile sînt formate de circuitul paralel conectat între bază şi colector şi capacitatea parazită colector-emitor).

Etajul final este conectat cu emitorul la masă. Alimentarea colectorului se face în paralel. Emiţătorul transmite semnale telegrafice în cod Morse, folosind în acest scop manipulatorul *M*. Frecvenţa de lucru este în jur de 7 MHz, după cuarţul folosit.

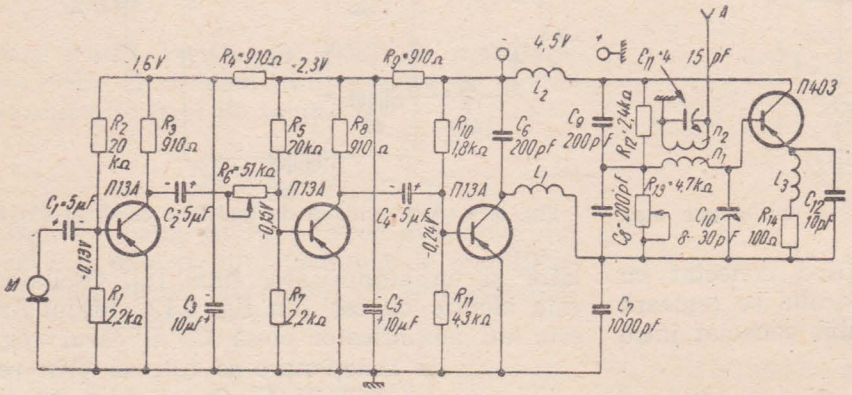


Fig. 5.15. Emiţător modulat simultan pe bază şi colector.

Emiţător modulat simultan pe colector şi bază [9]. Schema emiţătorului este arătată în fig. 5.15. Modulatorul se compune din trei etaje amplificatoare de joasă frecvenţă *RC*, construite cu tranzistoarele П13 А. Toate aceste tranzistoare sînt conectate în schema *EC*, polarizarea bazei făcîndu-se prin divizori rezistivi R_1R_2, R_5R_7 şi $R_{10}R_{11}$.

Primele două etaje sînt prevăzute cu circuite de decuplare R_4C_3 şi R_9C_5. Profunzimea modulaţiei se reglează prin reostatul R_6. Sarcina de colector a ultimului etaj este chiar oscilatorul de radiofrecvenţă. Rezistenţa echivalentă a oscilatorului care afectează ultimul etaj între punctele *A* şi *B* este de 300 Ω.

Oscilatorul este construit după schema Colpitts cu colectorul la masă (prin C_7, C_8, C_9). Regimul oscilatorului se poate regla prin reostatul R_{13}. Bobinele de şoc de radiofrecvenţă L_3, L_4 şi L_5 sînt de ordinul a 50 μH; ele se obţin bobinînd 50—60 spire într-un singur strat pe o carcasă de 5 mm diametru. Bobinele L_1 (a circuitului oscilant) şi L_2 (de cuplaj cu antena) se înfăşoară pe o singură carcasă cu diametrul de 10 mm, spiră după spiră. Bobina L_1 se compune din 8 spire şi bobina L_2 din 6 spire. Distanţa între centrele bobinelor L_1 şi L_2 este de 8—10 mm.

Alimentarea emitorului se face de la o baterie de 4,5 V.

Puterea radiată de emiţător este de 5 mW, iar consumul de curent de la baterie este de 18—20 mA.

Frecvenţa de lucru poate fi variată cu ajutorul parametrilor circuitului oscilant în gama de 30—120 MHz.

O particularitate interesantă a acestui emiţător este aplicarea simultană a tensiunii de modulaţie pe colectorul şi baza tranzistorului prin divizorul R_{12} şi R_{13} decuplate din punct de vedere al înaltei frecvenţe prin condensatoarele C_8 şi C_9 de 200 pF. Deoarece prin variaţia simultană a celor două tensiuni capacităţile între electrozi variază în sens opus, se obţine o limitare a modulaţiei nedorite de frecvenţă.

Emiţătorul unui radiotelefon pe 28—29,7 MHz [10]. În fig. 5.16 se arată schema unui emiţător care împreună cu receptorul din fig. 4.27 formează un radiotelefon care asigură o legătură la o distanţă de 1 km pe frecvenţa de 28—29,7 MHz.

Emiţătorul se compune dintr-un etaj modulator T_6 (П14) şi un oscilator T_5 (П403). La

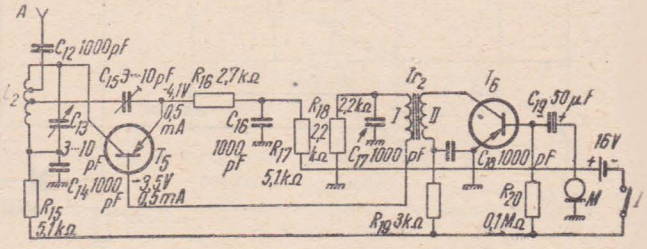


Fig. 5.16. Emiţătorul unui radiotelefon cu modulaţie de amplitudine.

intrarea modulatorului este folosit un microfon piezoelectric.

Semnalul modulator se aplică pe baza oscilatorului prin transformatorul de modulaţie Tr_2.

Oscilatorul este construit după o schemă Hartley, tranzistorul fiind conectat din punct de vedere alternativ cu baza la masă, prin capacitatea parazită a secundarului transformatorului de modulaţie şi condensatorului C_{17}. Circuitul colectorului este decuplat prin rezistenţa R_{15} şi condensatorul C_{14}. În circuitul emitorului se realizează o reacţie negativă de curent prin rezistenţa R_{16} nedecuplată. Cuplajul cu antena se face prin condensatorul C_{12}. Bobina L_1 se construieşte din 14 spire înfăşurate pe o carcasă cu diametrul de 14 mm.

4. Emiţătoare modulate în frecvenţă

a. Modulaţia de frecvenţă prin variaţia capacităţii joncţiunilor *pn* [11]

Schema echivalentă a unei joncţiuni *pn* la semnale mici este arătată în fig. 5.17. Rezis-

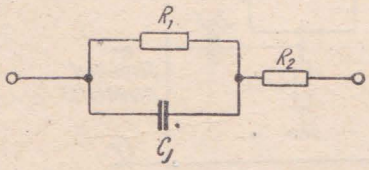


Fig. 5.17. Schema echivalentă a joncţiunii *pn* la semnale mici.

tenţa R_1 este rezistenţa joncţiunii, R_2 — rezistenţa cristalelor *p* şi *n*, iar C_j — capacitatea joncţiunii dată de relaţia

$$C_j = 3{,}4 \times 10^{-4} \left(\frac{N_1}{U}\right)^{\frac{1}{2}} \left[\frac{\text{pF}}{\text{cm}^2}\right]. \qquad (5.10)$$

În această relaţie, N_1 este densitatea de atomi donori în regiunea bazei, iar U — tensiunea aplicată joncţiunii.

Această formulă justifică posibilitatea folosirii joncţiunilor *pn* ale diodelor sau tranzistoarelor pentru obţinerea modulaţiei de frecvenţă. Într-adevăr, conectînd în paralel pe joncţiune un circuit *LC* şi aplicînd un semnal modulator pe joncţiune, capacitatea echivalentă a circuitului variază în ritmul semnalului modulator. Cînd circuitul face parte din schema unui oscilator, se obţin oscilaţii modulate în frecvenţă. Spre exemplu, în fig. 5.18, *a* şi *b* se prezintă două posibilităţi de conectare a tranzistorului la circuitul *LC* şi în fig. 5.18, *c* şi *d*, schemele echivalente.

În fig. 5.18, *e* se prezintă curbele de variaţie a frecvenţei în funcţie de tensiunea colector-bază.

Semnalul modulator se aplică la intrarea tranzistorului. Din cauza căderii de tensiune variabilă pe rezistenţa R_c, tensiunea colector-

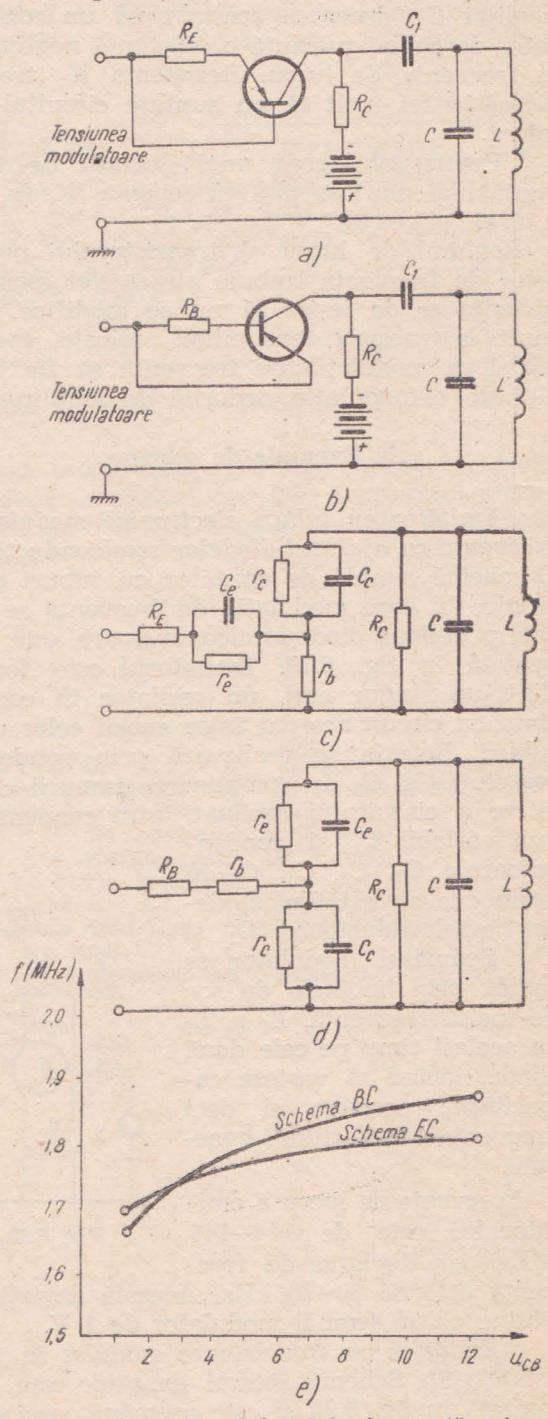


Fig. 5.18. Obţinerea modulaţiei în frecvenţă prin variaţia capacităţilor tranzistoarelor (OC 70):
a — schema *BC*; *b* — schema *EC*; *c*, *d* — schemele echivalente; *e* — variaţia frecvenţei de oscilaţie cu tensiunea de alimentare bază-colector la un oscilator.

Arhiva digitala SaDAng

bază variază şi, în funcţie de aceasta, se modifică valoarea capacităţii C . Cînd s-a trecut de la schemele reale la cele echivalente s-a neglijat C_1, deoarece acesta fiind un condensator de cuplaj prezintă o reactanţă neglijabilă la frecvenţa de lucru. Rezistenţa R_c trebuie aleasă astfel încît să nu şunteze circuitul oscilant.

Pentru obţinerea unei deviaţii de frecvenţă mai mari se preferă schema *BC* (v. fig. 5.18, *e*).

Regimul de lucru al tranzistorului modulator de frecvenţă trebuie ales astfel încît rezistenţa sa de ieşire să nu se modifice prea mult la variaţia tensiunilor aplicate, evitînd astfel ca modulaţia de frecvenţă să fie însoţită de o modulaţie nedorită de amplitudine.

b. Exemple de scheme

Emiţător cu tuburi electronice modulat în frecvenţă cu ajutorul diodelor semiconductoare. O schemă simplă de emiţător cu tuburi electronice în care modulaţia de frecvenţă se obţine prin două diode semiconductoare, este prezentată în fig. 5.19. Emiţătorul este format dintr-un singur etaj, un oscilator în contratimp cu circuit acordat între anozii celor două tuburi. Reacţia se realizează prin condensatoarele C_2 şi C_3. În compunerea ramurii capacitive a circuitului oscilant intră condensatorul variabil C_1 şi condensatoarele C_2, C_3, C_5, C_6 în serie cu capacităţile diodelor semiconductoare D_1 şi D_2. Semnalul modulator se aplică prin bobinele de şoc de înaltă frecvenţă, L_1 şi L_2 în acelaşi timp pe cele două diode, făcînd să varieze capacităţile acestora şi deci frecvenţa oscilaţiilor generate.

Frecvenţa de lucru a emiţătorului este de 144—146 MHz, iar deviaţia de frecvenţă este de 50—70 kHz. Această deviaţie se obţine cu un semnal modulator de 1 V.

Emiţător cu tranzistoare modulat în frecvenţă [9]. Schema acestui emiţător este prezentată în fig. 5.20 şi este asemănătoare schemei din fig. 5.15. Oscilatorul se deosebeşte numai prin mărimea rezistenţelor R_{13}, R_{14} şi R_{15}. Semnalul modulator obţinut pe rezistenţa de sarcină a ultimului etaj amplificator de joasă frecvenţă R_{12} se aplică prin condensatorul de cuplaj pe baza oscilatorului. Avantajul acestei scheme este că necesită o putere de modulaţie mai mică decît la modulaţia pe emitor sau colector. Regimul de funcţionare al oscilatorului se fixează prin rezistenţele R_{13}, R_{14} şi R_{15}, astfel încît amplitudinea oscilaţiilor să nu depindă prea mult de semnalul de excitaţie. Pentru aceasta este necesar ca tranzistorul să lucreze în regim de saturaţie. La o

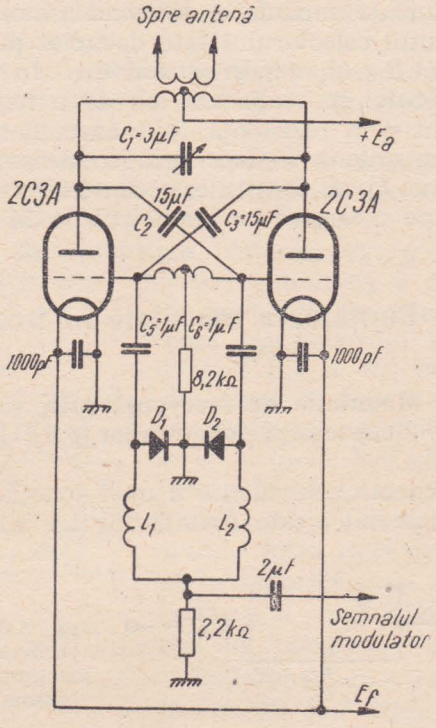


Fig. 5.19. Emiţător cu tuburi electronice modulat în frecvenţă cu ajutorul diodelor semiconductoare.

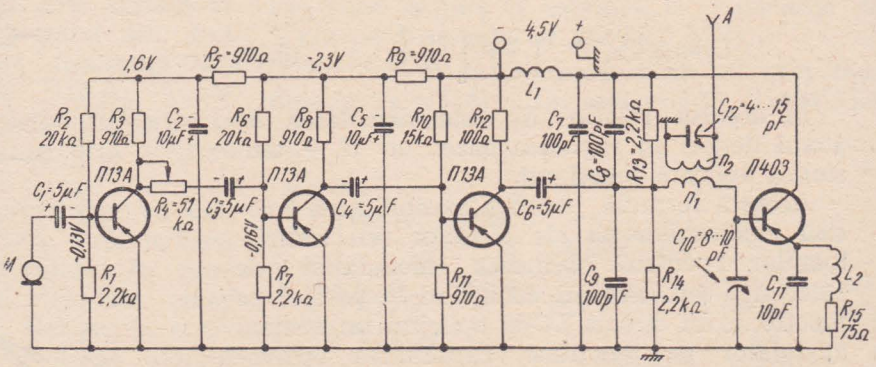


Fig. 5.20. Emiţător cu patru tranzistoare modulat în frecvenţă.

amplitudine a semnalului modulator de 0,1–0,15 V se obține o deviație de frecvență de ordinul a 200 kHz.

Consumul de curent al oscilatorului este de 12 mA. Frecvența de lucru a emițătorului poate fi fixată în gama 30—70 MHz cu ajutorul parametrilor circuitului oscilant.

Emițător modulat în frecvență pe 144—146 MHz [10]. Schema emițătorului se arată în fig. 5.21.

Acest emițător împreună cu un radioreceptor formează un radiotelefon portabil pentru o legătură la o distanță de 1—1,2 km.

Oscilatorul este realizat după o schemă Colpitts în care tranzistorul, din punct de vedere al frecvenței înalte, este conectat cu colectorul la masă.

Modulația de frecvență se obține ca și în exemplul precedent aplicîndu-se semnalul modulator pe baza oscilatorului. Se obține o deviație de frecvență de 200 kHz pentru un semnal modulator cu o amplitudine de 0,1–0,15 V.

Frecvența de lucru se fixează în gama de la 144 pînă la 146 MHz prin condensatorul semivariabil C_{10}. Antena este cuplată direct

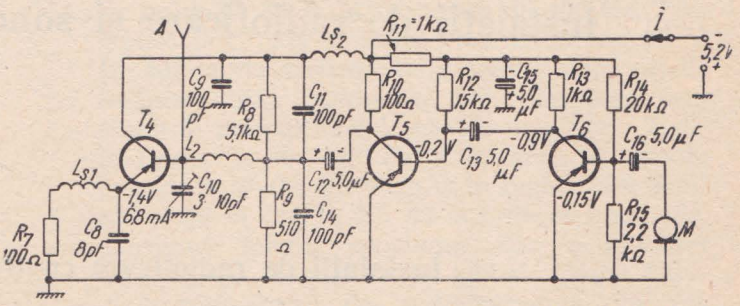


Fig. 5.21. Emițător modulat în frecvență pe 144—146 MHz.

Oscilatorul este realizat după o schemă Colpitts în care tranzistorul, din punct de vedere al frecvenței înalte, este conectat cu colectorul la masă.

Modulația de frecvență se obține ca și în exemplul precedent aplicîndu-se semnalul modulator pe baza oscilatorului. Se obține o deviație de frecvență de 200 kHz pentru un semnal modulator cu o amplitudine de 0,1–0,15 V. Modulatorul se compune din două amplificatoare *RC*. Microfonul piezoelectric este de tipul celor folosite la proteze auditive.

Bibliografie

1. * * * Радио, Nr 3, 1961.
2. * * * L'onde Electrique, noiembrie, 1960.
3. * * * L'onde Electrique, ianuarie 1961.
4. *Buznea Dinu*, Curs de tranzistori, Editura Academiei Militare Generale, București, 1960.
5. *Wolfendale E.*, The Junction Transistor and its applications, London, 1958.
6. Артур В., Лои др., Основы полупроводниковой электроники (перевод с английского), Советское радио, Москва, 1958.
7. * * * Radiotechnika, nr. 8, 1958.
8. * * * Radiotechnika, nr. 9, 1958.
9. * * * Радио Nr 9, 1959.
10. *Kuprianovici L.I.*, Emițător-receptor radio de buzunar (trad. din l. rusă), Editura Tehnică, București, 1961.
11. * * * Electronic-Engineerung, nr. 357, 1957.

Arhiva digitala SaDAng

VI

Instalații de radioficare și sonorizare cu tranzistoare

1. Instalații de radioficare cu tranzistoare pentru sate

Folosirea tranzistoarelor în instalațiile și aparatele de radioficare a satelor are o importanță economică deosebită datorită avantajelor pe care le prezintă: independență față de rețeaua de alimentare, volum redus, randament superior și mare siguranță în exploatare.

a. Stația de radioficare KPY-40

Stația de radioficare KPY-40 se folosește pentru radioficarea satelor. Stația KPY-40 este construită în întregime cu tranzistoare. Această stație a fost distinsă cu medalia de aur a expoziției mondiale de la Bruxelles în anul 1958 [9, 6].

Compararea indicilor tehnico-economici ai stației tranzistorizate KPY-40 cu cei ai stației de radioficare KPY-10 cu tuburi electronice demonstrează avantajele nete ale stației tranzistorizate: durata de exploatare de zece ori mai mare, puterea de patru ori și randamentul global de 2,5 ori mai mare, iar volumul și greutatea de două ori mai mici.

Instalația cedează o putere utilă de ieșire de 40 W și servește 300—400 difuzoare electromagnetice sau 800 difuzoare piezoelectrice în rețeaua de radioficare a unui sat. Stația poate fi folosită pentru radioficarea cluburilor, teatrelor, stadioanelor, parcurilor sau ca stație dispecer, putînd lucra de la microfon, picup sau radioreceptor. Ea poate servi și pentru retranslația programelor transmise pe fire de la centrele raionale, de radioficare, pe frecvența de 31,5 kHz, transformîndu-se în acest caz în instalație de radioficare comandată de la distanță.

Stația KPY-40 se compune dintr-un radioreceptor, un amplificator, blocul de alimentare și aparatele de măsurat și de control.

Radioreceptorul are următoarele caracteristici tehnice:

— gamele recepționate — unde lungi 150—416 kHz, unde medii 520—1 600 kHz, unde scurte: subgama *I:* 3,95—6,25 MHz; subgama *II:* 9,5—9,8 MHz; subgama *III:* 11,7—12 MHz; frecvența purtătoare: 31,5 kHz; frecvența intermediară: 465 kHz;

— sensibilitatea 50 μV pe toate gamele, pentru o putere de ieșire de 1 mW, la un raport semnal-zgomot de 20 dB;

— selectivitatea 36—40 dB;

— caracteristica *RAA* — la o variație de 40 dB a semnalului la intrare, tensiunea de ieșire variază cu 6 dB;

— puterea nominală de ieșire 1 mW, pe o sarcină de 600 Ω;

— consumul 0,2 W (I=16 mA la U=12 V).

Radioreceptorul este de tip superheterodină pentru gamele cuprinse între 25 și 2 000 m; pentru frecvența de 31,5 kHz transmisă pe linie telefonică funcționează în schemă cu amplificare directă 1-V-2; după detector, semnalul de audiofrecvență este amplificat în două etaje cu tranzistoare П6В. Există prevăzut încă un etaj suplimentar de audiofrecvență pentru căștile de control. În scopul reducerii distorsiunilor, alimentarea circuitelor de intrare ale tuturor tranzistoarelor se face din mici acumulatoare de cadmiu-nichel cu tensiunea de 1,2 V. Gabaritul radioreceptorului este 280×250×150 mm.

Amplificatorul de audiofrecvență, a cărui schemă este prezentată în fig. 6.1, are urmă-

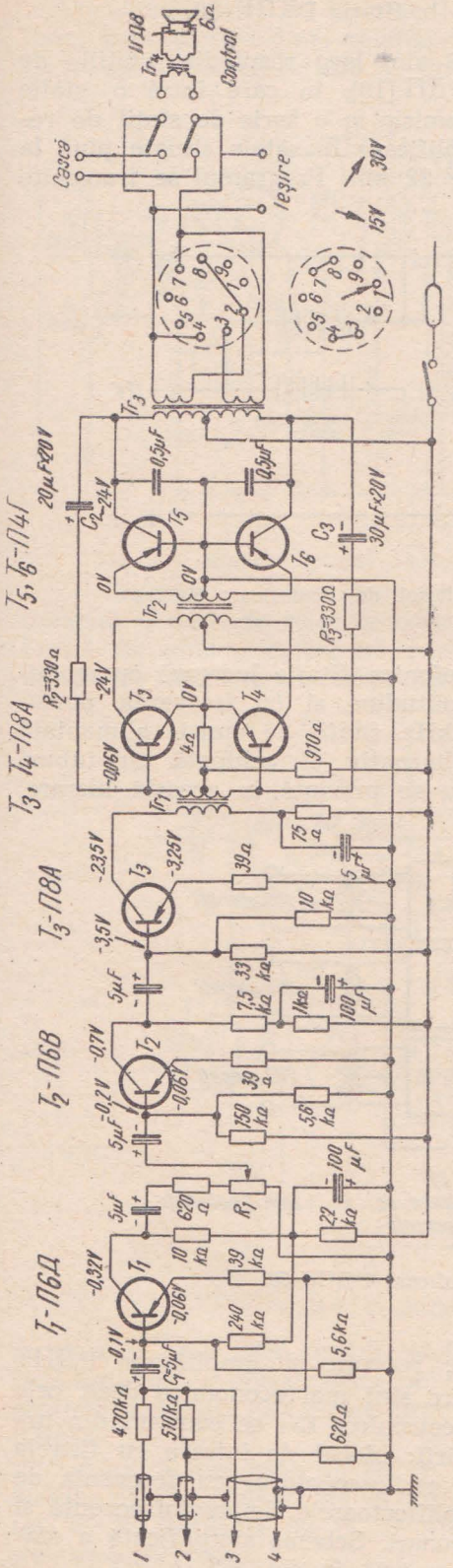


Fig. 6.1. Amplificatorul de audiofrecvenţă al staţiei de radioficare KPY-40.

toarele caracteristici: sensibilitatea 2 mV la funcţionarea de la microfonul dinamic, 450 mV de la picup, 775 mV de la radioreceptor; banda de trecere 100—5 000 Hz cu neuniformitatea de 5 dB. Nivelul de zgomot la ieşire este de —40 dB, faţă de semnal, iar puterea nominală de ieşire de 40 W la frecvenţa de 400 Hz. Tensiunea nominală la ieşire este de 15 sau 30 V. În banda de trecere menţionată, distorsiunile neliniare sînt maximum 8%. Cresterea tensiunii la mersul în gol este de maximum 5 dB la frecvenţa de 400 Hz. Consumul de putere este de 2 W (24 V, 80 mA) în regim fără semnal şi 60 W (24 V, 2,5 A) la puterea nominală. Curentul mediu consumat din acumulator este 1,6 A. Randamentul global: 55—60 %.

Amplificatorul de audiofrecvenţă din fig. 6.1 funcţionează cu cinci etaje (7 tranzistoare). Primele două etaje funcţionează ca preamplificatoare cu cuplaj *RC* în schema *EC* cu tranzistoare cu $\beta = 40 \ldots 60$. Al treilea etaj funcţionează ca defazor în clasa A cu cuplaj prin transformator. Aici se foloseşte tranzistorul П 8А cu puterea disipată de 150 mW. Etajul al patrulea, în contratimp, în clasă AB, foloseşte două tranzistoare П 8А, în schemă *EC* şi constituie sursa de semnal care excită etajul final în contratimp — clasa B, cu două tranzistoare de mare putere ($P_{c\ max}$=10 W).

Pentru îmbunătăţirea caracteristicii de frecvenţă, micşorarea distorsiunilor neliniare, stabilizarea funcţionării amplificatorului şi obţinerea unei tensiuni constante la variaţiile sarcinii de ieşire, ultimele două etaje sînt afectate de reacţia negativă dependentă de frecvenţă prin circuitul R_2C_2 şi R_3C_3. Datele transformatoarelor se găsesc în tabela 6.1.

Tabela 6.1

Date asupra transformatoarelor folosite în schema 6.1

Transformatorul	Miezul	Primar		Secundar	
		Număr de spire	Diametrul mm	Număr de spire	Diametrul mm
Tr. 1	E + I 14 × 21 mm	275+275	0,25	100+100	0,31
Tr. 2	E + E 12 × 52 mm	110+110	0,74	19+19	0,83
Tr. 3	E + I 26 × 52 mm	36×4	0,9	41+41	0,8
Tr. 4*)	E + I 12 × 18 mm	800	0,12	67	0,41

*) **Pentru difuzoare de control**

Arhiva digitala SaDAng

Gabaritul amplificatorului de 40 W este 255×210×150 mm, iar greutatea 6 kg.

Blocul de alimentare al staţiei KPY-40 se compune din două baterii 6CT-68 cu cîte şase acumulatoare de plumb. Încărcarea lor se face de la agregatul eolian trifazat ВЭ-2, prin intermediul unui redresor cu redresarea ambelor alternanţe, care dă o tensiune de 18 V la un curent nominal de încărcare de 5 A, curentul maxim de încărcare fiind 9 A. Capacitatea fiecărei baterii de acumulatoare este 68 Ah, astfel că încărcarea durează minimum 15 ore. Diodele Д 305 folosite în redresor au curentul maxim I_{max} =10 A, iar tensiunea inversă maximă $U_{inv.\ max}$ =50 V. Schema simplificată a blocului de alimentare este reprezentată în fig. 6.2.

Gabaritul global al staţiei: 500×300×280 mm.

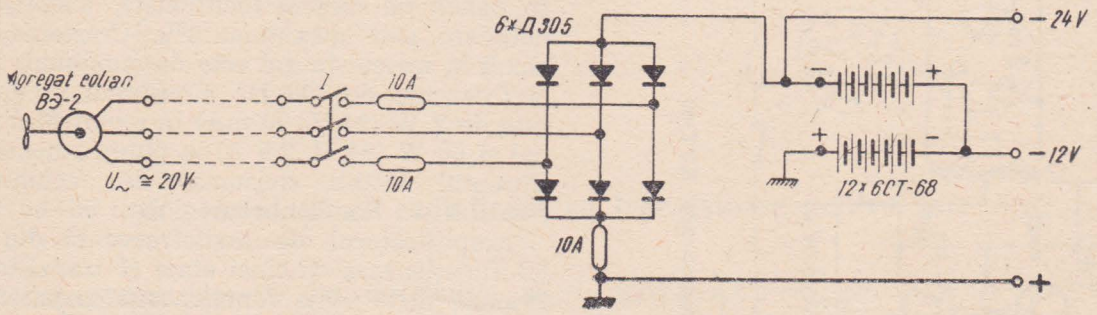


Fig. 6.2. Schema simplificată a blocului de alimentare al staţiei de radioficare KPY-40.

b. Staţia РДПК-30

În U.R.S.S sînt larg răspîndite staţiile de radioficare РДП [10], în care intră o staţie raională de emisie şi o serie de staţii de recepţie şi amplificare în satele situate pînă la o distanţă de 22 km. Programul se transmite prin linii telefonice. Staţia lucrează cu modulaţie în amplitudine şi cu frecvenţa purtătoare de 31 kHz. Staţia de emisie alimentată în curent alternativ şi echipată cu tuburi electronice nu se prezintă în această lucrare.

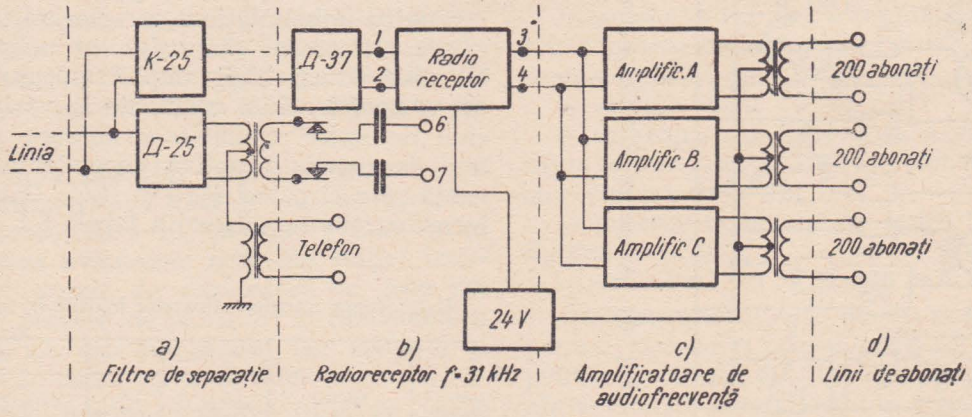


Fig. 6.3. Schema simplificată a staţiei de radioficare РДПК-30.

Staţiile de recepţie şi amplificare РДПК cu tranzistoare sînt mai economice decît cele cu tuburi electronice. Ele se compun din următoarele părţi: blocul de intrare cu filtrele de separare, radioreceptorul cu frecvenţa de 31 kHz, amplificatoarele de audiofrecvenţă şi liniile de abonaţi. Schema simplificată a staţiei este prezentată în fig. 6.3.

Comanda staţiei se face de la centrul raional prin aceeaşi linie telefonică, alimentată în c.c. la tensiunea de 250 V, prin care se ac-

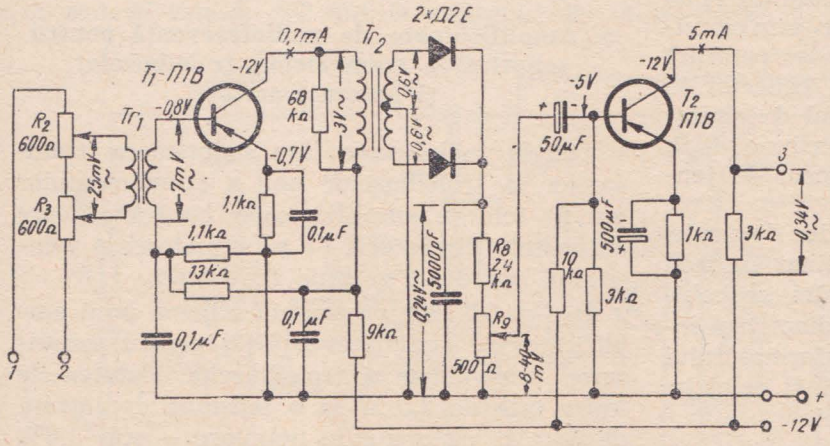


Fig. 6.4. Radioreceptorul staţiei de radioficare Р ДПК-30.

ţionează o serie de relee ce comută linia telefonică fie pentru radio, fie pentru telefonie. Există de asemenea posibilitatea folosirii si-

Radioreceptorul (fig. 6.4) este de tipul cu amplificare directă. Primul etaj este un amplificator de radiofrecvenţă cu intrarea şi ieşirea aperiodică; filtrele К-25 şi Д-37 asigură selectivitatea necesară. Rezistenţele R_2 şi R_3 servesc pentru a obţine la intrarea radioreceptorului tensiunea de 23—26 mV pentru orice lungime a liniei telefonice. Sarcina detectorului se compune din rezistenţele R_8 şi R_9 cu care se reglează amplificarea întregii instalaţii. În schemă se indică atît regimul de funcţionare al etajelor radioreceptorului în c.c. cît şi tensiunile de audiofrecvenţă.

Schema principială a unuia din amplificatoarele de audiofrecvenţa A, B, C, prezentată în fig. 6.5, se compune din trei etaje în montaj *EC*. În primul etaj, tranzistorul П3А ($I_{c\,max}$ = = 130 mA), lucrează în clasă A. Etajul al doi-

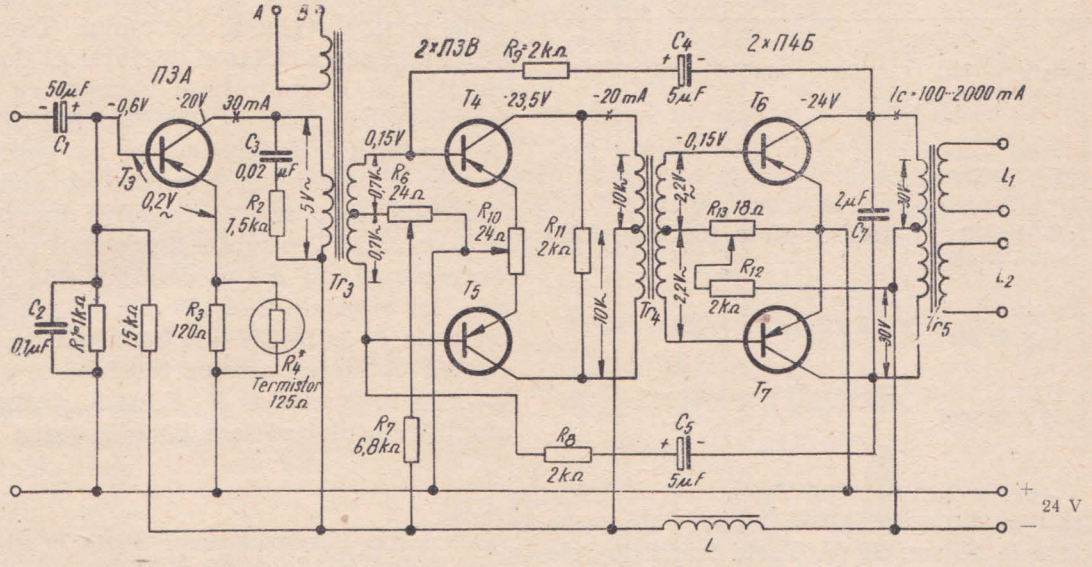


Fig. 6.5. Amplificatorul de putere al staţiei de radioficare Р ДПК-30.

multane a liniei atît pentru telefonie pe circuit fantomă, a telecomenzii pe frecvenţe vocale cît şi pentru radioficare prin curenţi purtători.

Puterea staţiei este de 30 W şi poate alimenta 200 de abonaţi de la un amplificator, sau 60 W respectiv 90 W, folosind două sau trei amplificatoare.

lea, în contratimp, foloseşte două tranzistoare П3В ($I_{c\,max}$ = 450 mA), lucrează în clasă AB, într-un regim apropiat de clasă B. Etajul final lucrează în clasă B cu două tranzistoare de mare putere П4Б ($I_{c\,max}$ = 5 A).

Circuitul C_3R_2, ca şi condensatoarele C_2 şi C_7, nivelează caracteristica de frecvenţă a amplificatorului de audiofrecvenţă. Rezistenţa R_{11}

Arhiva digitala SaDAng

servește pentru simetrizarea schemei în cazul parametrilor diferiți ai tranzistoarelor. Tensiunea de reacție negativă dependentă de frecvență se aplică de pe colectoarele etajului final la intrarea etajului preamplificator prin circuitele R_8C_5 și R_9C_4. Stabilizarea la temperatură se realizează prin: termistorul R_4 conectat în paralel cu rezistența R_3 în circuitul de emitor al primului etaj, divizorul de tensiune R_6R_7 în etajul preamplificator și divizorul de tensiune $R_{12}R_{13}$ în etajul final.

Pentru reducerea fluxului de dispersie, transformatorul de ieșire este bobinat în mod special: toate cele patru înfășurări se bobinează simultan cu patru fire de diametru corespunzător. Din secundarul transformatorului Tr_3 (bornele *A*, *B*) se alimentează și celelalte două amplificatoare *B*, *C* ale stației.

Tabela 6.2

Date asupra transformatoarelor folosite în schema 6.5

Transformatorul	Miezul	Primar		Secundar	
		Număr de spire	Diametrul, mm	Număr de spire	Diametrul, mm
Tr 1	oxifer — 1000 E+I 7×7 mm	500	0,15	125	0,15
Tr 2	oxifer — 1000 E+I 7×7 mm	„	„	2×100	0,15
Tr 3	E+I oțel 11×22 oțel	1200×2	0,12	2×260 1×130	0,21 0,21
Tr 4	E+I 15×40 oțel	560×2	0,2	128×2	0,45
Tr 5	E+I 19×40 oțel	80×2	1,25	90×2	1,25

Tensiunea de ieșire poate fi comutată după necesitate la 15 sau 30 V. Toate tranzistoarele amplificatorului sînt prevăzute cu radiatoare de aluminiu, cu suprafața de 1—4 dm², pentru a asigura răcirea lor. Sursa de alimentare este o baterie de acumulatoare cu capacitatea de 60 Ah. Amplificatorul lucrează normal la temperatura +5...+45°C, debitînd o putere de 30 W, cu 8% distorsiuni, în banda de frecvențe de 100—4 500 Hz cu o neuniformitate de ± 3 dB. Datele transformatoarelor se găsesc în tabela 6.2.

2. Instalații de amplificare și sonorizare cu tranzistoare pe vehicule în mișcare

a. Amplificatoare de audiofrecvență pentru sonorizarea tramvaielor, troleibuzelor și automotoarelor

Pentru radioficarea sau sonorizarea tramvaielor, a troleibuzelor sau a automotoarelor pot fi folosite amplificatoare cu tranzistoare alimentate din bateria de acumulatoare a vehiculului sau de la rețeaua de contact.

În fig. 6.6 este prezentată schema unui amplificator de audiofrecvență [2] pentru sonorizarea tramvaielor și troleibuzelor. Puterea de ieșire este de 2,3 W la o tensiune de intrare de 5 mV, distorsiunile neliniare — sub 1,6% în banda de frecvențe de 40—8 000 Hz.

Amplificatorul poate acționa patru difuzoare de 2—3 W cu rezistența bobinei mobile de 3,5 Ω.

Primul etaj folosește un tranzistor *npn* de 100 mW în schema *EC;* potențiometrul R_1 servește pentru reglarea volumului. Tranzistorul П3Б lucrează ca defazor în etajul al doilea, iar etajul final în contratimp lucrează cu tranzistoarele П3Б în schema *BC*. Cuplajul între etaje se face prin transformatoare, iar pentru micșorarea distorsiunilor neliniare se aplică prin rezistența R_8 o reacție negativă independentă de frecvență. Tensiunile de control pentru audiofrecvență în etajul defazor sînt următoarele. La punctele *2—2:* 50—80 mV; la ieșire în punctele *3—3:* 5—8 V — la frecvența de 800 Hz. Pentru obținerea acestor tensiuni se ajustează valorile rezistențelor R_2, R_5 și R_6. Alimentarea amplificatorului se face de la rețeaua de con-

Tabela 6.3

Date asupra transformatoarelor folosite în schema 6.6

Transformatorul	Miezul	Primar		Secundar	
		Număr de spire	Diametrul, mm	Număr de spire	Diametrul, mm
Tr 1	E+I oțel silicios 14×20	3 000	0,12	160	0,2
Tr 2	E+I oțel silicios 14×20	600	0,2	40 + 40	0,31
Tr 3	„ 20×20	100 + 100	0,31	100	0,41
Tr 4	„ 20×20	390	0,31	45	0,69

tact de 550 V printr-un divizor de tensiune $R_{10}R_{15}$. Consumul amplificatorului fără semnal este de 80 mA pentru tensiunea de 40 V, iar cu semnal este de 200 mA la tensiunea de cuprinsă între 45 și 12 000 Hz. Curentul maxim consumat este 350 mA la puterea nominală, iar în repaus 7 mA, tensiunea de alimentare fiind de 27 V. Amplificatorul se compune din

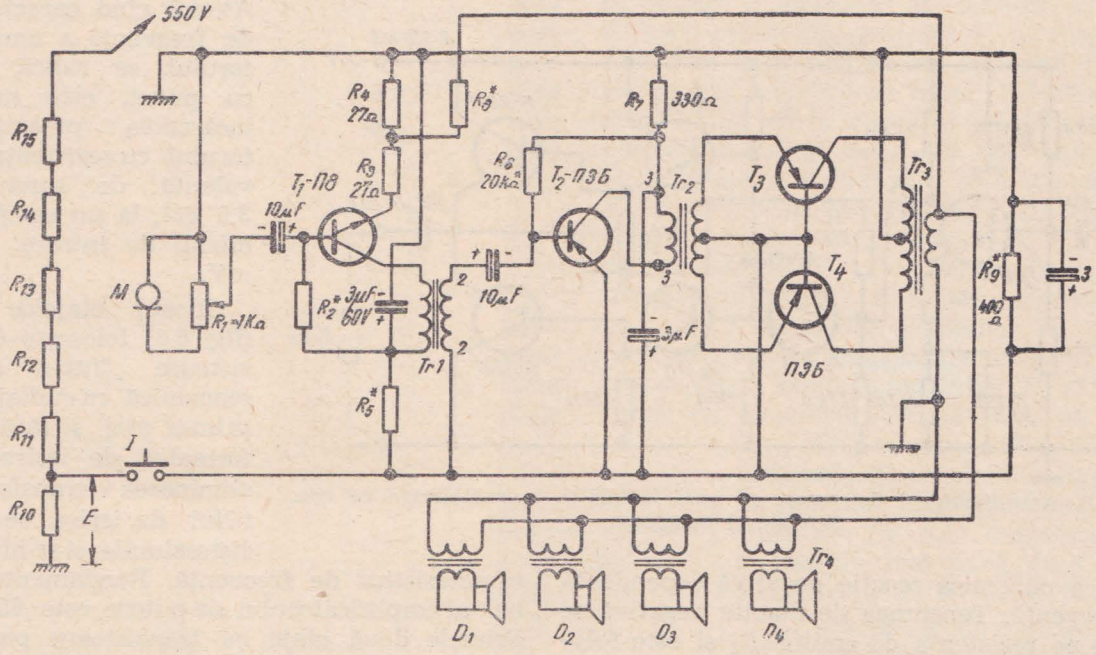


Fig. 6.6. Amplificator de audiofrecvență pentru sonorizarea tramvaielor și troleibuzelor.

25 V. Pentru stabilizarea tensiunii de alimentare și evitarea supratensiunilor, bornele de alimentare ale amplificatorului sînt șuntate prin rezistența de balast R_9. Datele transformatoarelor se găsesc în tabela 6.3.

b. Instalație de radioficare pentru vasele fluviale și maritime

Amplificatorul de audiofrecvență descris [1] poate fi folosit ca stație de amplificare pentru 50—60 difuzoare de 0,1 W, pentru radioficarea vaselor mici fluviale și maritime. Calitățile sale îl fac propriu și pentru o combină radio cu picup și magnetofon.

Puterea nominală de ieșire este de 6 W cu 5% distorsiuni, în banda de frecvență

două părți: blocul de preamplificare și reglare (fig. 6.7) și blocul etajelor de putere (fig. 6.8). Sarcina necesară la ieșire este de 8—9 Ω.

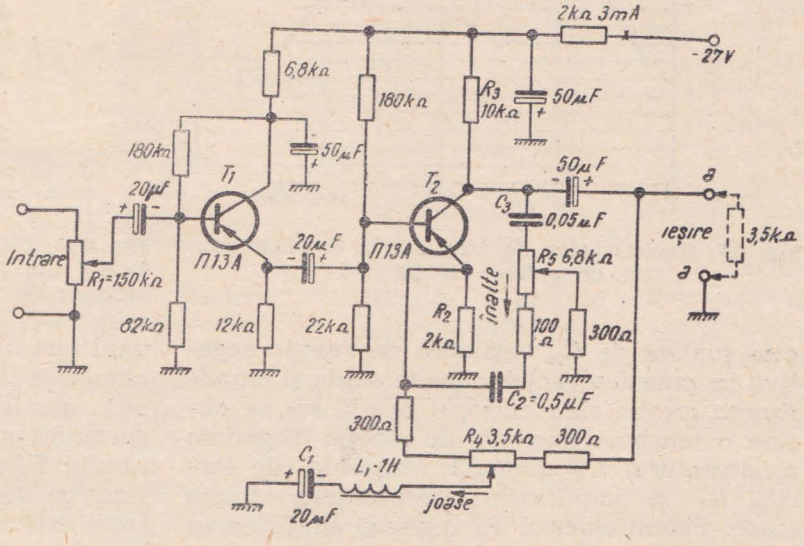


Fig. 6.7. Preamplificatorul și blocul de reglare al unei instalații de radioficare pe vase fluviale și maritime.

Arhiva digitala SaDAng

În blocul de preamplificare și reglare se folosesc două tranzistoare П13А. Primul lucrează în schema *CC*, astfel că rezistența de intrare a amplificatorului este 45 kΩ. Potențiometrul R_1 reglează volumul. În etajul al doilea se

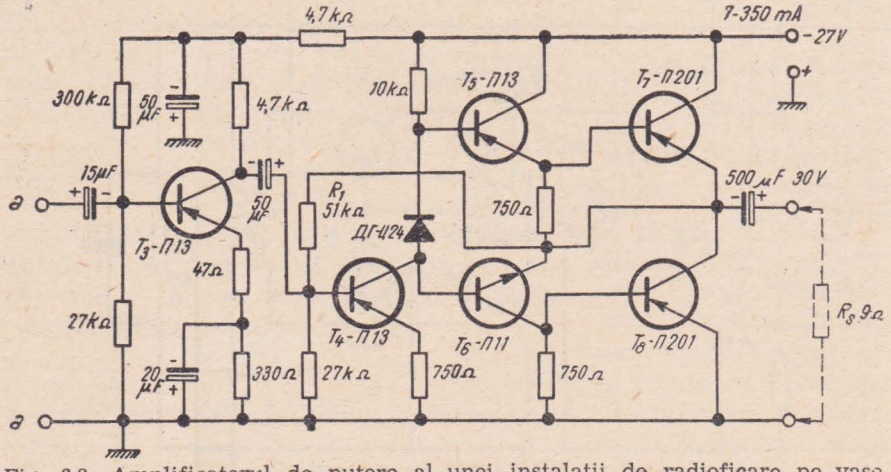


Fig. 6.8. Amplificatorul de putere al unei instalații de radioficare pe vase fluviale și maritime.

aplică o puternică reacție negativă dependentă de frecvență. Tensiunea de reacție negativă se obține pe rezistența de emitor R_2 și este folosită pentru reglarea timbrului astfel: cînd cursorul potențiometrului R_5 se află jos, R_2 este șuntată de C_2, tensiunea de reacție negativă în zona frecvențelor înalte scade și amplificarea crește; cînd cursorul se află sus, se obține o tensiune maximă de reacție negativă; condensatorul C_3 șuntează rezistența de sarcină R_3 și amplificarea frecvențelor înalte scade. Potențiometrul R_4 reglează amplificarea frecvențelor joase în felul următor: în poziția stînga din schemă, filtrul de frecvențe înalte C_1L_1 șuntează rezistența R_2, iar în poziția limită din dreapta, acest filtru șuntează rezistența de sarcină. Acest sistem de corecție a tonului permite variația amplificării frecvențelor joase și înalte în limite largi (fig. 6.10). Atunci cînd caracteristica de frecvență a amplificatorului se ridică punct cu punct, este necesară încărcarea preamplificatorului cu rezistența echivalentă de sarcină de 3,5 kΩ, la un semnal nominal de intrare de 50 mV.

Blocul etajelor finale (fig. 6.8) folosește 6 tranzistoare într-o schemă economică cu cuplaj *RC* la primul etaj și fără transformator de ieșire. Prin eliminarea transformatorului de ieșire se reduc distorsiunile și se nivelează caracteristica de frecvență. Randamentul global al amplificatorului de putere este 65—70%. Primele două etaje cu tranzistoare *pnp* П13 în schemă clasică *EC* sînt urmate de etajul prefinal în contratimp cu două tranzistoare: unul *npn* (П11) și unul *pnp* cu tranzistor complimentar (П13). Această combinație face posibilă eliminarea etajului defazor și cuplarea galvanică a circuitului de colector al tranzistorului T_4 cu intrarea etajului prefinal. Etajul final cu două tranzistoare de putere de tipul П201 este realizat în schema serie-paralel fără transformator de ieșire. Stabilizarea la temperatură a ultimelor două etaje se asigură prin

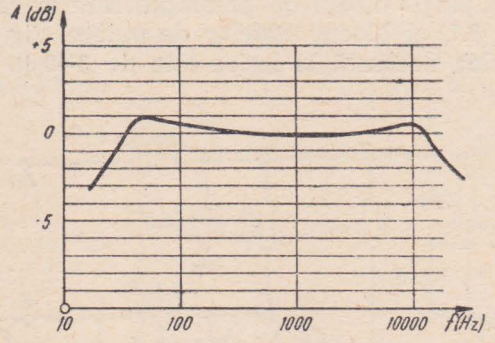


Fig. 6.9. Caracteristica de frecvență a amplificatorului de putere din fig. 6.8.

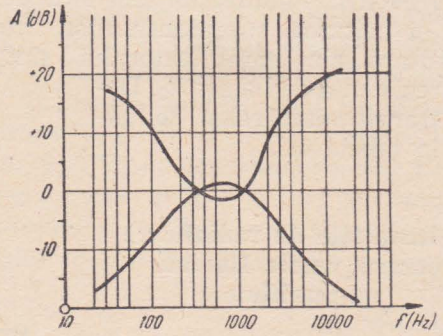


Fig. 6.10. Caracteristicile de frecvență ale amplificatorului din fig. 6.7. în pozițiile limită ale potențiometrelor de reglare a tonului (R_4 și R_5 din fig. 6.7).

folosirea diodei ДГЦ-24 a cărei rezistenţă directă scade cu creşterea temperaturii şi reduce astfel curentul de colector al tranzistoarelor T_5—T_8. Ultimele trei etaje sînt controlate de o reacţie negativă, cu tensiunea luată de pe rezistenţa de sarcină şi aplicată prin R_1 la baza tranzistorului T_4. Rezistenţa de intrare a amplificatorului din fig. 6.8 este 3,5 kΩ, iar amplificarea globală, 70 dB. Întregul amplificator poate fi alimentat şi de la tensiunea de 12 V; în acest caz, puterea de ieşire scade la 3—4 W.

3. Amplificatoare microfonice

Microfoanele uzuale utilizate în instalaţiile de amplificare şi sonorizare sînt de tipul dinamic, cu cărbune sau cu cristal. Sensibilitatea acestor microfoane este în general mică şi de aceea amplificatoarele microfonice cu tranzistoare sînt foarte utile pentru mărirea sensibilităţii microfoanelor.

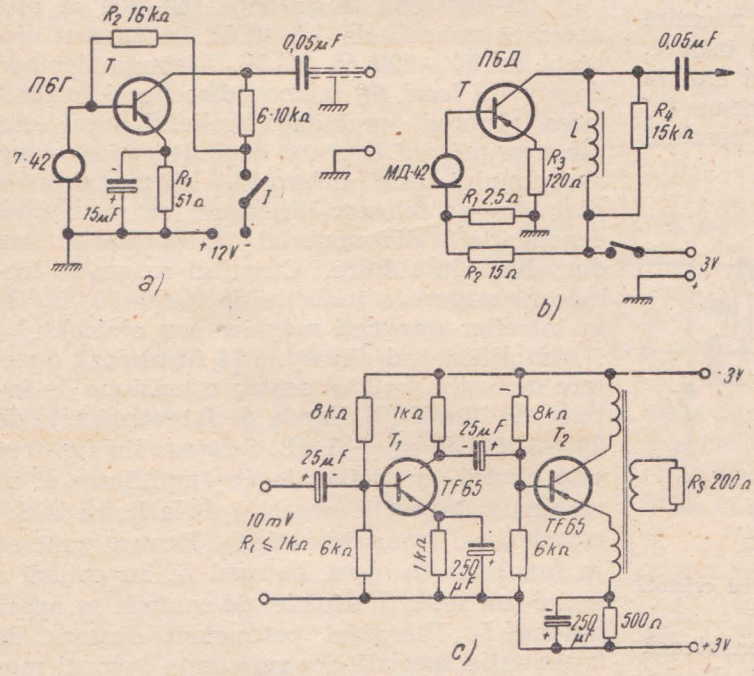


Fig. 6.11. Amplificatoare pentru microfoanele dinamice: *a*, *b* — cu un tranzistor; *c* — cu două tranzistoare.

În schemele din fig. 6.11, *a*, *b*, *c* sînt prezentate trei amplificatoare [5] pentru microfoanele dinamice, microfoane ce au sensibilitatea de 0,15—1,5 mV/bar şi o rezistenţă mică de intrare. Aceste microfoane se adaptează bine la rezistenţa de intrare a etajelor de amplificare cu tranzistoare. Coeficientul de amplificare al amplificatoarelor indicate este de 40—300, astfel că la ieşirea amplificatoarelor se obţine o tensiune de 0,1—0,7 V. În fig. 6.11, *a*, rezistenţa interioară a microfonului formează împreună cu R_2 divizorul de tensiune pentru negativarea bazei. Rezistenţa R_2 se alege astfel ca în circuitul colectorului să se obţină un curent de 1—1,5 mA. Amplificarea de tensiune a acestui etaj este 200—300, funcţie de amplificarea tranzistorului. În schema 6.11, *b* s-a ales un tranzistor cu factor redus de zgomot (10 dB). Punctul de funcţionare al tranzistorului este fixat cu divizorul R_1R_2 ($I_c = 1{,}5...2$ mA), iar rezistenţa R_4 nivelează caracteristica de frecvenţă a etajului care lucrează pe o sarcină inductivă L (3 000 spire sîrmă cu diametrul de 0,1 mm pe un miez E+I 4×7 mm permalloy 45%). Amplificarea de tensiune a etajului este de 30...40. Amplificatorul cu două etaje din fig. 6.11, *c* are o rezistenţă de intrare mai mică de 1 kΩ şi o amplificare de tensiune 100 [4].

La o tensiune de intrare de 10 mV se obţine o tensiune de ieşre de 1 V pe o sarcină de 200 Ω. Banda de trecere este de 50—20 000 Hz, cu distorsiuni sub 1%.

Pentru microfoanele de cărbune se folosesc schemele din fig. 6.12, *b* [8]. Conectarea acestor microfoane la intrarea amplificatoarelor cu tranzistoare prezintă dezavantajul că există un consum de putere şi de aceea conectarea lor ar trebui să se facă prin intermediul unui transformator microfonic. În fig. 6.12, *a*, tranzistorul lucrează în montajul *EC*, iar microfonul este intercalat în circuitul bazei. În schema 6.12, *b*, microfonul este legat în circuitul emitorului. În ambele scheme microfonul se şuntează cu rezistenţe de 1—2 kΩ, atît pentru închiderea circuitului în c.c., cît şi pentru limitarea amplitudinii tensiunii de audiofrecvenţă dată de microfon.

Tranzistoarele П13Б au o mare amplificare de curent şi un factor de zgomot relativ redus, ceea ce asigură mărirea sensibilităţii sistemului. Cu un microfon cu cărbune МК-10

Arhiva digitala SaDAng

cu rezistenţă interioară mare, amplitudinea tensiunii de ieşire este 4 V pentru schema *EC* şi de 1 V pentru schema *BC*.

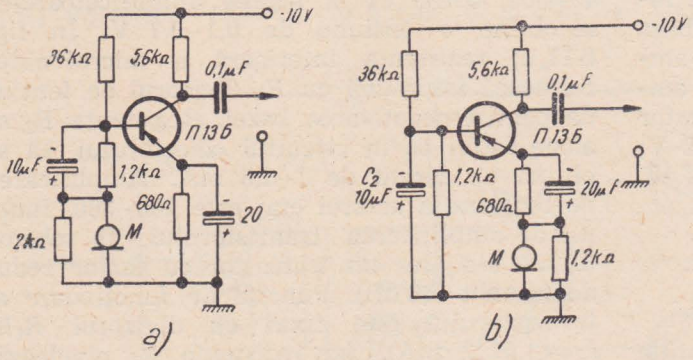


Fig. 6.12. Amplificatoare pentru microfoanele cu cărbune: *a* — montaj *EC*; *b* — montaj *BC*.

Microfoanele piezoelectrice au o rezistenţă interioară de 0,2—0,6 MΩ şi de aceea necesită amplificatoare cu rezistenţă mare de intrare, ceea ce se realizează cu ajutorul unui etaj în schema *CC*. În fig. 6.13 este dată schema [3] unui astfel de amplificator, schemă ce prezintă

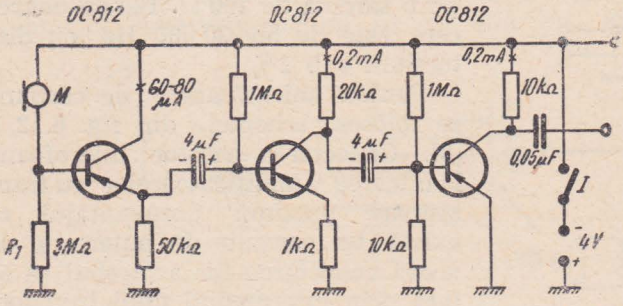


Fig. 6.13. Amplificator pentru un microfon cu cristal.

cîteva particularităţi. Microfonul se conectează între colectorul şi baza primului etaj. Rezistenţa de sarcină R_1 este astfel aleasă încît tensiunea U_{CE} între colector şi emitor să fie 0,5—0,7 V, iar curentul $I_c = 60...80\,\mu$A. Etajele al doilea şi al treilea lucrează cu un curent de 0,2 mA. Astfel, curentul total consumat de amplificator este sub 0,5 mA, iar puterea 2 mW.

Se recomandă ca amplificările în curent β să fie la T_1 : 60—80, la T_2 : 30—40, iar la T_3: 20—30. Cu aceste amplificări amplificarea totală de tensiune atinge 250. Prin folosirea pieselor cu gabarit redus (rezistenţe de 0,1 W şi condensatoare de tantal), amplificatoarele microfonice pot fi înglobate constructiv în corpul microfonului sau într-un tub-ecran, care face corp comun cu microfonul.

4. Megafoane cu tranzistoare

Pentru asigurarea sonorizării marilor mitinguri populare sau a manifestaţiilor sportive, folosirea megafoanelor portabile cu tranzistoare asigură mobilitate şi operativitate reporterilor.

Un megafon portabil tranzistorizat înglobează în acelaşi bloc constructiv microfonul, amplificatorul de putere şi difuzorul.

Pentru a sonoriza sub un unghi de 60—70° pînă la distanţa 150—200 m este necesară puterea de 1,8—2 W, iar pentru distanţa de 500—600 m, 10 W. Distanţa depinde de nivelul local de zgomot, direcţia şi intensitatea vîntului, umiditate, relieful local etc. Piesa principală de care depinde randamentul megafonului este difuzorul. În megafoanele portabile se folosesc difuzoare cu membrană exponenţială din material textil, plastic sau din aluminiu subţire. Circuitul magnetic trebuie să asigure o inducţie de 8 000—10 000 Gs în întrefier (magneţi magnico sau alnico).

Amplificatorul din fig. 6.14 furnizează o putere de ieşire de 3 W pentru o tensiune de intrare de 10 mV [7]. Banda de frecvenţă este de 200—5 000 Hz cu ± 5 dB. Schema din fig. 6.14 este clasică, cu trei etaje de amplificare şi cu un circuit de reacţie negativă, de la ieşire la circuitul bazei tranzistorului T_2. Pentru punerea în funcţiune se apasă butonul I_1, iar pentru a emite un semnal acustic de control se apasă butonul I_2. Difuzorul permanent dinamic de construcţie specială are rezistenţa bobinei mobile de 3 Ω. Alimentarea se face dintr-o baterie de zece acumulatoare miniatură ЦНК-0,45 sau ГД-0,2 legate în serie (U= 12 V, I_{max}= 0,4 A). Datele transformatoarelor se găsesc în tabela 6.4.

În amplificatorul din fig. 6.15, primele două etaje [14] preamplificatoare în schema *EC* folosesc tranzistoare *npn*, iar al treilea etaj lucrează cu tranzistorul *pnp* П25 ($P_{dc\,max}$= 250 mW), în schema „tandem" cu tranzistorul de putere OC 1016 ($P_{dc\,max}$= 10 W). Etajul final funcţio-

Tabela 6.1

Date asupra transformatoarelor folosite în schema 6.14

Transformatorul	Miezul	Primar		Secundar	
		Număr de spire	Diametrul, mm	Număr de spire	Diametrul, mm
Tr 1	E+I tole silicioase 6,4×6,4	900	0,15	2×180	0,15
Tr 2	E+I tole silicioase 6,4×19	2×46	0,47	27	0,64

nează în clasă A cu rezistența de sarcină compusă din impedanța bobinei mobile a difuzorului și bobina de șoc $L_ș$. Tensiunea de audiofrecvență la bornele bobinei mobile este 7 V pentru puterea de 3 W și de 10,5 V pentru 7 W, atunci cînd la intrare se aplică o tensiune de 10 mV (40 foni). Bobina de șoc $L_ș$ menține ridicată rezistența de sarcină, asigurînd în același timp o mică cădere de tensiune în c.c.; astfel consumul este 75—100 mA în lipsa semnalului și 0,8 A la puterea de ieșire de 3,5 W. Regimul în c.c. al tranzistoarelor T_3 și T_4 este fixat prin divizorul de tensiune R_1R_2, joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T_4 constituind rezistența de sarcină pentru tranzistorul T_3. În schemă se folosește o puternică reacție negativă, de la ieșirea amplificatorului la baza tranzistorului T_3, prin intermediul condensatorului C_1, care aplică o tensiune de audiofrecvență divizorului de tensiune format din rezstența R_2 și rezistența inversă variabilă a diodei D_1. În acest fel se reduc atît distorsiunile neliniare cît și consumul etajului final care funcționează mai economic punctul de funcționare fiind glisant.

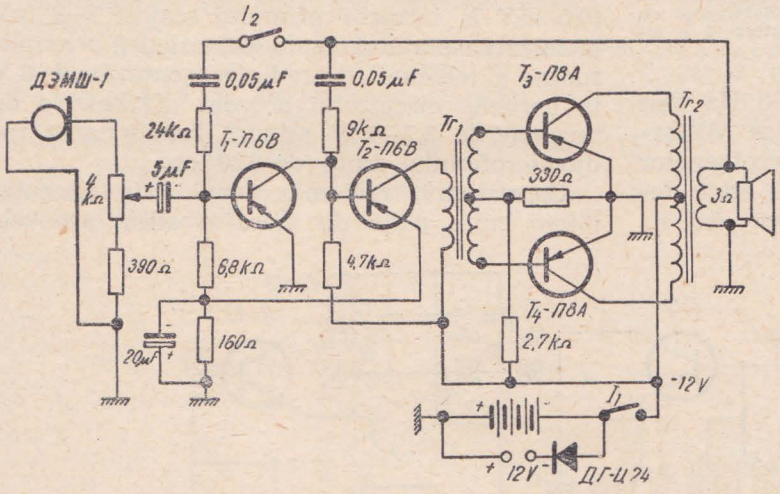


Fig. 6.14. Megafon portabil cu tranzistoare.

5. Instalație de sonorizare cu radiomicrofon

Spre deosebire de obișnuitele instalații de sonorizare cu microfon fix, legat direct de amplificatorul de audiofrecvență și difuzoare, radiomicrofonul cu tranzistoare servește pentru sonorizarea sălilor de curs sau de conferințe, permițînd lectorului sau crainicului să se deplaseze în orice parte a sălii, nefiind legat de un loc fix al microfonului.

Instalația [12] se compune din două părți total separate, conform schemei-bloc fig. 6.16.

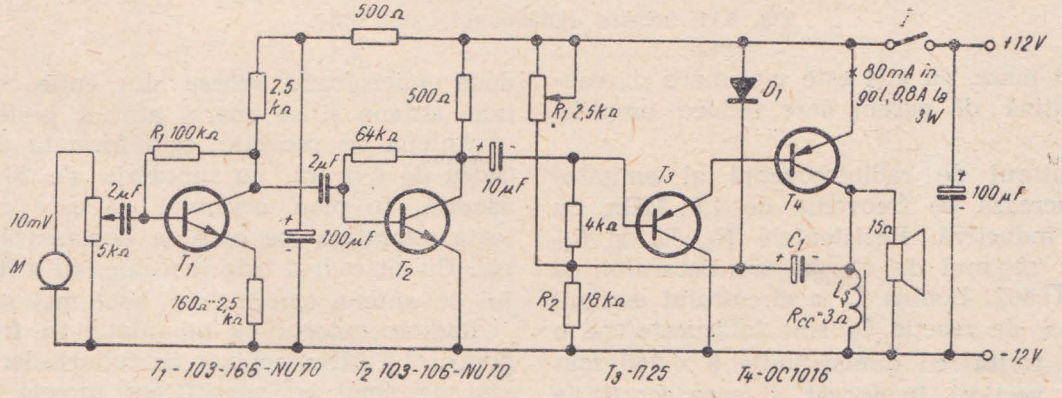


Fig. 6.15. Megafon portabil cu tranzistoare fără transformator de ieșire.

Arhiva digitala SaDAng

Radiomicrofonul cîntăreşte 300—400 g şi se compune din: 2 microfoane, amplificator microfonic şi emiţător a cărui schemă este prezentată în fig. 6.17. Tensiunea de audiofrecvenţă a celor două microfoane este amplificată în două etaje cu tranzistoare, după

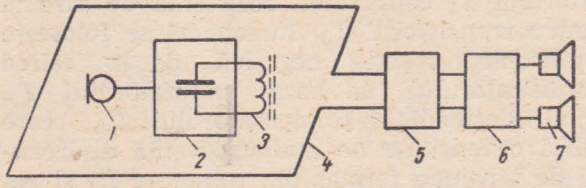


Fig. 6.16. Instalaţie de sonorizare cu radiomicrofon: *1* — microfon; *2* — amplificator de audiofrecvenţă şi emiţător cu modulaţie în frecvenţă; *3* — antenă magnetică de emisie; *4* — antenă cadru de recepţie; *5* — radioreceptor cu modulaţie în frecvenţă; *6* — amplificator de putere; *7* — difuzoare.

care frecvenţele mai mari de 1 500 Hz sînt relativ atenuate pentru a compensa distorsiunile de frecvenţă datorită microfoanelor ДЭМШ 1. Amplificarea acestor două etaje depinde de valoarea rezistenţei R_3: cu cît R_3 este mai mare, cu atît este mai mare şi reacţia negativă de curent care reduce amplificarea.

Oscilatorul de radiofrecvenţă al emiţătorului lucrează pe frecvenţa de 1,9 MHz, cu reacţie inductivă. Rezistenţele R_8, R_9 şi R_{10} stabilesc regimul de c.c. al tranzistorului cu difuzie П 402. Bobina L_1 a circuitului oscilant şi bobina de reacţie L_2 sînt înfăşurate pe o bară de ferită cu dimensiunile 9 × 160 mm montată vertical în aparat şi care constituie antena magnetică de emisie. Modulaţia de frecvenţă se obţine astfel: tensiunea de audiofrecvenţă care apare în circuitul microfonului este amplificată şi produce variaţii ale curentului în circuitul de colector al tranzistorului П15. Aceste variaţii de curent au loc simultan cu variaţiile rezistenţei diodelor D_1 şi D_2, care modifică astfel cuplajul condensatorului C_6 cu circuitul oscilant $L_1C_7C_8$ şi deci frecvenţa circuitului. Frecvenţa purtătoare a emiţătorului mai depinde şi de regimul de c.c. al tranzistorului П 15 care este determinat de rezistenţele R_5 şi R_7. Regimul optim în c.c. al tranzistorului П402 este atunci cînd emitorul este pozitiv (U_E=+0,1...0,2 V) faţă de bază. Puterea de ieşire a emiţătorului este 1,5 mW. Tensiunile de audiofrecvenţă (0,5 mV la intrarea primului etaj şi 7—9 mV la intrarea etajului al doilea) asigură o amplitudine a tensiunii de radiofrecvenţă de 7—8 V la bornele circuitului acordat. O baterie de buzunar de 3,7—4 V asigură funcţionarea radiomicrofonului timp de 120 ore.

Constructiv, radiomicrofonul este executat într-o cutie plată de masă plastică, are cele

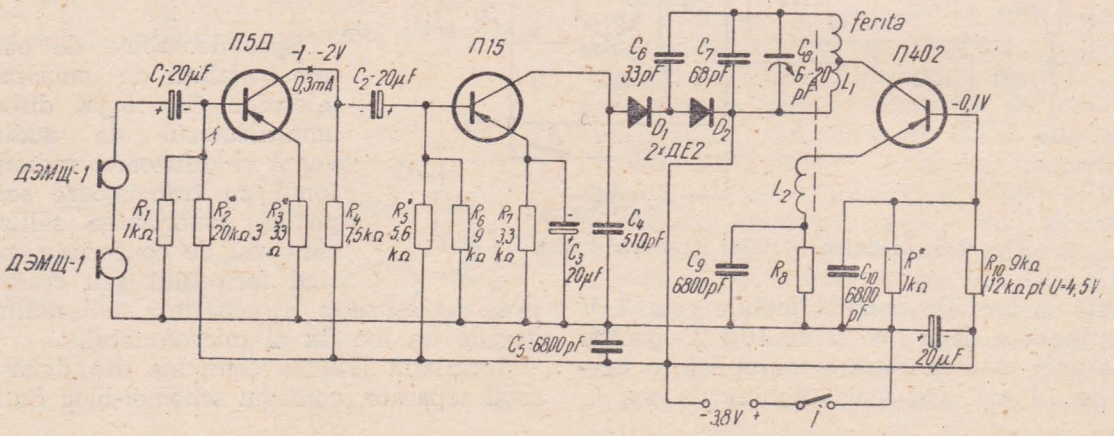


Fig. 6.17. Schema radiomicrofonului PM-1.

două microfoane scoase din cutie ca două mici antene şi se poartă atîrnat peste piept.

Antena de recepţie este formată dintr-un cadru de o spiră, cu suprafaţa de 20—70 m^2 aşezată în plan orizontal şi care cuprinde toată suprafaţa pe care se deplasează lectorul. Cu cît cadrul este mai mic, cu atît cuplajul cu antena emiţătorului este mai strîns.

Radioreceptorul cu modulaţie în frecvenţă pentru 1,9 MHz, echipat cu tuburi electronice, este de tipul cu amplificare directă compus din două etaje de radiofrecvenţă, un etaj li-

mitator, discriminatorul şi un etaj preamplificator de audiofrecvenţă cu tensiunea de ieşire de 4—5 V pe o sarcină de 0,5 MΩ.

Amplificatorul de putere este dimensionat în funcţie de necesităţi pentru o putere de ieşire de 4—10 W.

Performanţele acestei instalaţii de sonorizare cu radiomicrofon sînt următoarele: gama de frecvenţe 1 000—6 000 Hz, cu ± 2 dB şi 1% distorsiuni neliniare. Nivelul de zgomot este —40 dB pentru un cadru de 7,5 × 8 m şi —45 dB pentru un cadru de 4,6×8,7 m.

Bibliografie

1. Хохлов Б., Высококачественный усилитель Н, Радио, № 2, 1960, p. 27.
2. Егоров В., Усилитель для радиофикации городского транспорта, Радио, № 9, 1960, p. 52.
3. *Dannovski K.*, Einfacher Transistorverstärker für Kristallmikrofone, Radio und Fernsehen, nr. 6, 1960, p. 174.
4. * * * Neues aus dem Halbleitertechnik, Radio und Fernsehen, nr. 15, 1959, p. 472.
5. Факторович Б., Микрофонный усилитель на п. п. триоде, Радио, № 4, 1959, p. 58.
6. Мусьпан П., Радиоузел КРУ-40 на п. п. триодах, Радио № 7, 1959, p. 17.
7. Коган М., Кореш А., Переносеный электромегафон, Радио, № 8, 1959, p. 45.
8. Семенюта Н., Угольные микрофоны в усилителях на п. п. триодах, Радио, № 10, 1959, p. 60.
9. * * * Колхозный радиоузел КРУ-40 на п. п. триодах, Радио, № 8, 1958, p. 19.
10. Сегаль С., Кошевой Л., Приемно усилительное устройство РПДК-30, Радио, № 8, 1958, p. 20.
11. Селиванова С. А., Радиомегафон, Радио, № 11, 1957, p. 51.
12. Шварц Б., Мишин В., Сомкин Б., Радиомикрофон РМ-1, Радио, № 10, 1959, pp. 39—40.
13. * * * Reczny gigantofon, Radioamator, nr. 12, 1960, p. 2.
14. * * * Tranzistorovy megafon, Amaterske Radio, nr. 2, 1961, p. 49.

Arhiva digitala SaDAng

VII

Televizoare cu tranzistoare

1. Introducere

Una din problemele importante ale radioelectronicii moderne este și tranzistorizarea televizoarelor. Perspectiva avantajelor aplicării semiconductoarelor în televizoare a determinat dezvoltarea cercetărilor în acest domeniu. În momentul de față este posibilă producerea în mare serie a televizoarelor moderne echipate în întregime cu tranzistoare și diode semiconductoare.

Obiectul primei etape de dezvoltare a cercetărilor a fost înlocuirea tuburilor electronice din unele etaje ale televizoarelor prin diode semiconductoare și tranzistoare.

Soluțiile tehnice realizate au permis:

— înlocuirea tuburilor redresoare prin diode de germaniu; randamentul blocului de alimentare crescînd astfel de la 60—65% la 90—95%;

— eliminarea transformatorului de rețea pe seama obținerii oricărei tensiuni continue de alimentare prin multiplicare, filamentele fiind alimentate în serie;

— introducerea diodelor semiconductoare în discriminatorul din canalul de sunet, în detectorul video, în circuitele de reglare automată a frecvenței baleiajului orizontal și în sistemul *RAA*;

— înlocuirea tuburilor electronice prin tranzistoare în etajele de joasă frecvență.

Ulterior s-a experimentat folosirea tranzistoarelor în construirea amplificatoarelor de frecvență intermediară. Pentru frecvențele de lucru de 4—7 MHz și banda de 200—400 kHz a amplificatorului de *FI* sunet, s-au utilizat cu oarecare succes tranzistoarele cu contacte punctiforme. Dar, pentru amplificatorul de *FI* al canalului video (frecvența de lucru 25—40 MHz și lărgimea de bandă 3—6 MHz) tranzistoarele cu contacte punctiforme nu au corespuns, datorită faptului că frecvențele lor maxime de lucru sînt limitate la 15—20 MHz. În această perioadă s-a dezvoltat tehnologia producerii tranzistoarelor cu joncțiuni pentru frecvențe de lucru tot mai înalte și, pe măsura dezvoltării lor și a ridicării frecvenței utile de lucru, tranzistoarele cu contacte punctiforme și-au redus importanța.

În etapa a 2-a de cercetare s-au realizat televizoare de tip superheterodină complet tranzistorizate pentru canalul *I* (40—55 MHz) după schema bloc clasică a televizoarelor cu tuburi. Canalele din banda *III* de televiziune nu puteau fi acoperite din cauza frecvenței mari (174—230 MHz) la care tranzistoarele cu f_α =100—120 MHz nu puteau fi utilizate datorită amplificării extrem de mici la aceste frecvențe și a raportului nesatisfăcător între semnal și zgomot.

Cu toate că dezvoltarea tehnicii semiconductoarelor este încă inegală în diferite țări, se poate aprecia că această etapă de tranzistorizare a televizoarelor a luat sfîrșit în anii 1959—1960. Actualmente se produc în serie tranzistoare cu frecvență limită de 400—500 MHz și frecvență maximă de oscilație de 1 300—1 500 MHz [6]. Există toate condițiile pentru construirea televizoarelor cu tranzistoare cu sensibilitate de 30—50 μV egale în performanțe cu televizoarele cu tuburi electronice dar mult mai economice și mai durabile. În cele ce urmează se vor analiza pe rînd etajele componente și soluțiile utilizate în tranzistorizarea televizoarelor și stadiul actual al acestei probleme.

2. Blocul de înaltă frecvență

Ca și în televizoarele cu tuburi electronice, blocul de înaltă frecvență se compune din etajul de amplificare a înaltei frecvențe, etajul oscilator și etajul de amestec de la care se obține frecvența intermediară a purtătoarelor de imagine și sunet.

Condițiile care se impun blocului de înaltă frecvență se referă la:

— amplificarea de tensiune sau de putere;

— banda de trecere și selectivitatea față de canalul vecin;

— raportul semnal-zgomot;

— stabilitatea de frecvență a oscilatorului.

În amplificatoarele acordate cu tranzistoare, datorită variației parametrilor tranzistoarelor cu temperatura și frecvența, apare variația acordului circuitelor și interdependența dintre acordul unui etaj și acordul celorlalte etaje. În esență, rezolvarea acestor probleme dificile este legată de comportarea tranzistoarelor la înaltă frecvență și la variații de temperatură. Atunci cînd frecvența de lucru este apropiată de frecvența limită [$f=(0{,}4...0{,}7)\ f_\alpha$], conectarea tranzistorului în schema *BC* prezintă anumite avantaje:

— amplificarea de curent a tranzistorului conectat în schema *BC* depinde mai puțin de frecvență decît în schema *EC*;

— regimul de lucru al tranzistorului în schema *BC* depinde mai puțin de temperatură;

— stabilitatea amplificatorului în schema *BC* este superioară stabilității în schema *EC*;

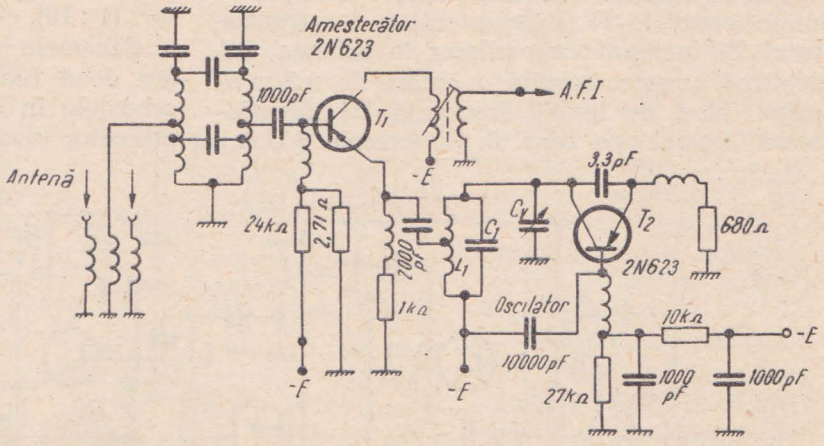


Fig. 7.1. Schema unui bloc de înaltă frecvență cu două tranzistoare cu joncțiuni.

— schema *BC* permite găsirea mai ușoară a regimului de lucru la care nivelul de zgomot este minim.

În acest fel, la frecvențe de lucru apropiate de frecvența limită, cu schema *BC* se pot obține pe de o parte amplificări stabile mai mari decît în schema *EC*, iar pe de altă parte o mai bună stabilitate a frecvenței oscilatoarelor.

Dacă însă se folosesc tranzistoare cu frecvența limită de 8—10 ori mai mare decît frecvența de lucru, etajul de amplificare al

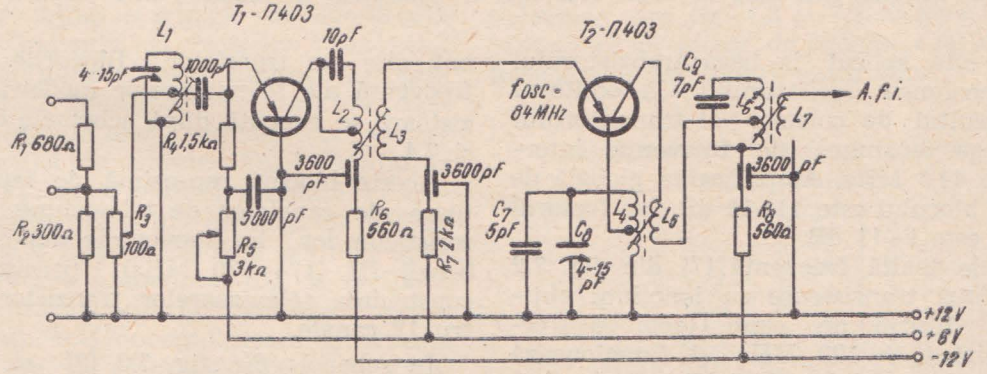


Fig. 7.2. Schema unui bloc de înaltă frecvență cu două tranzistoare cu difuzie.

Arhiva digitala SaDAng

înaltei frecvenţe şi etajul de amestec funcţionează mai bine în schema *EC*, atît ca amplificare cît şi ca stabilitate. Pentru oscilator, schema *BC* este superioară schemei *EC*.

În schema din fig. 7.1, tranzistorul T_1 conectat în schema *EC* îndeplineşte funcţia de amplificator de *IF* şi amestecător, iar tranzistorul T_2 lucrează ca oscilator în schema *BC*, debitînd amestecătorului o putere de 0,3 mW. Acest bloc de înaltă frecvenţă [1] funcţionează numai pe canalul *1* (norma S.U.A.). oscilator (84 MHz) şi amestecător. Circuitul oscilant $L_4C_7C_8$ este conectat în circuitul bazei, iar cuplajul cu circuitul L_6C_9 acordat pe *FI* este inductiv (L_5). Pentru acordul oscilatorului serveşte condensatorul C_8. Antena poate fi cuplată direct (75 Ω) sau prin atenuator (1 : 10).

Schemele prezentate, în care un tranzistor are două funcţii, sînt mai puţin stabile decît schemele în care pentru fiecare funcţie (amplificator oscilator şi amestecător) este desti-

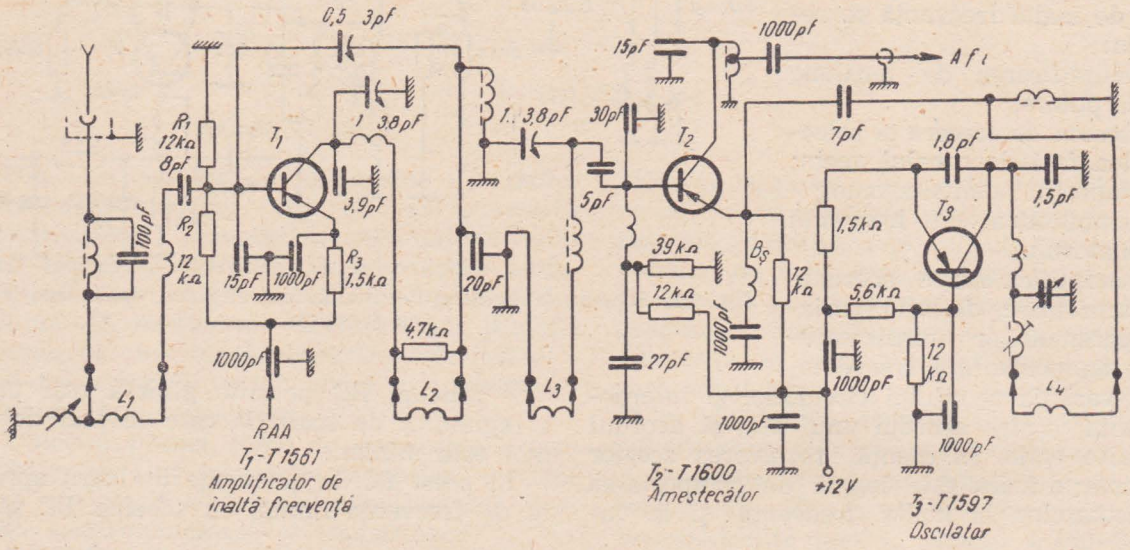


Fig. 7.3. Schema unui bloc de înaltă frecvenţă cu comutator de canale pentru canalele 1—12.

Semnalul este aplicat la baza tranzistorului T_1, iar tensiunea oscilatorului, la emitorul lui. În circuitul de colector al tranzistorului T_1 se culege tensiunea de frecvenţă intermediară de 44,5 MHz. Amplificarea globală de tensiune a blocului este 11—12 dB, iar factorul de zgomot este 9—11 dB.

Blocul de înaltă frecvenţă [7] din fig. 7.2 foloseşte două tranzistoare cu joncţiuni obţinute prin difuzie, de tipul П403, cu frecvenţa limită $f_\alpha = 120$ MHz şi funcţionează pe frecvenţele canalului *1* O.I.R. (48,5...56,5 MHz). Ambele tranzistoare lucrează în schema *BC*. Regimul de c.c. al amplificatorului de *IF* (T_1) se stabileşte astfel încît curentul colectorului să fie de 3—5 mA. Variind tensiunea pozitivă aplicată emitorului se poate regla amplificarea blocului, deci sensibilitatea televizorului. Contrastul se reglează prin divizorul de tensiune de la intrare R_3. Amplificarea etajului de intrare este aproximativ 5 ori (14 dB). Tranzistorul T_2 funcţionează ca nat cîte un tranzistor. Blocurile de înaltă frecvenţă ale televizoarelor moderne cu tranzistoare se execută după schemele din fig. 7.3 şi 7.4.

Aceste blocuri reprezintă de fapt comutatoare ale canalelor de televiziune, iar caracteristicile lor la frecvenţele superioare ale benzii *III* (174—230 MHz), permit, practic, construirea televizoarelor tranzistorizate pentru 12 canale.

În schema din fig. 7.3 [2] se folosesc 3 tranzistoare cu difuzie T_1 — amplificator de *IF* în schema *EC*, T_2 — amestecător în schema *EC* şi T_3 — oscilator în schema *BC*. Cu acest bloc se realizează o amplificare de putere de 28—30 dB pentru canalele din banda *I*, la un factor de zgomot de 6—8 dB. În banda III, amplificarea scade la 18—20 dB la un factor de zgomot de 10—12 dB. Circuitul de intrare conţine un singur circuit acordat, cu priză pentru adaptare la impedanţa antenei. Cu-

plajul cu primul tranzistor este capacitiv. Neutrodinarea capacitivă a etajului T_1 împiedică orice tendinţă de oscilaţie a amplificatorului de înaltă frecvenţă. Regimul optim de c.c. se realizează prin divizorul tensiune R_1R_2 şi rezistenţa R_3 pentru T_1; punctul de funcţionare este însă controlat de către tensiunea de *RAA* prin care se obţine o reglare de 30—40 dB. Prin cuplaj inductiv şi capacitiv, semnalul de intrare amplificat este aplicat la baza tranzistorului T_2. Tensiunea oscilatorului (f oscilator > f semnal) este aplicată la emitorul tranzistorului de amestec T_2. În etajul *II* tranzistorul T_2 are o mare impedanţă în circuitul de emitor datorită bobinei de şoc de înaltă frecvenţă $L_ş$ şi astfel este posibilă aplicarea pe emitor a semnalului dat de oscilatorul local cu tranzistorul T_3. Oscilatorul poate fi privit ca un etaj de amplificare în schema *BC* dar la care, în afară de capacitatea existentă între emitor şi colector, se adaugă o capacitate exterioară de 1,8 pF, astfel că etajul intră în oscilaţie şi produce o tensiune sinusoidală cu amplitudinea necesară.

O schemă asemănătoare [16], dar cu tranzistoare speciale pentru televiziune, este reprezentată în fig. 7.4. Performanţele acestui bloc sînt şi mai bune datorită calităţii tranzistoarelor folosite: T 1832, T 1833, T 1859 (tabela 7.1). Amplificarea blocului la frecvenţa de 230 MHz este de 20 dB la un factor de zgomot de 8 dB, iar la frecvenţa de 50 MHz, de 31 dB, respectiv 7 dB. Tranzistorul amplificator de înaltă frecvenţă T_1 lucrează în schema *EC*, neutrodinat prin condensatorul C_1, iar amestecătorul T_2 în schema *BC*. Oscilatorul cu tranzistorul T_3 debitează puterea de 1,5—2 mW în circuitul de intrare al tranzistorului T_2, care are o amplificare de 10 dB la 200 MHz şi o amplificare de conversie de 16 dB de la 200 la 44 MHz.

Stabilitatea frecvenţei oscilatorului se asigură prin aceea că capacităţile exterioare de acord sînt mult mai mari decît capacităţile interne nestabile ale tranzistoarelor cu difuzie. Variaţia de frecvenţă este astfel redusă la ± 15 kHz, în condiţiile variaţiei temperaturii de la 18 la 50°C şi ± 20 kHz la o variaţie a tensiunii de alimentare de ± 2 V. Schemele din fig. 7.3 şi 7.4 asigură o sensibilitate şi un factor de zgomot egal cu al televizoarelor cu tuburi electronice.

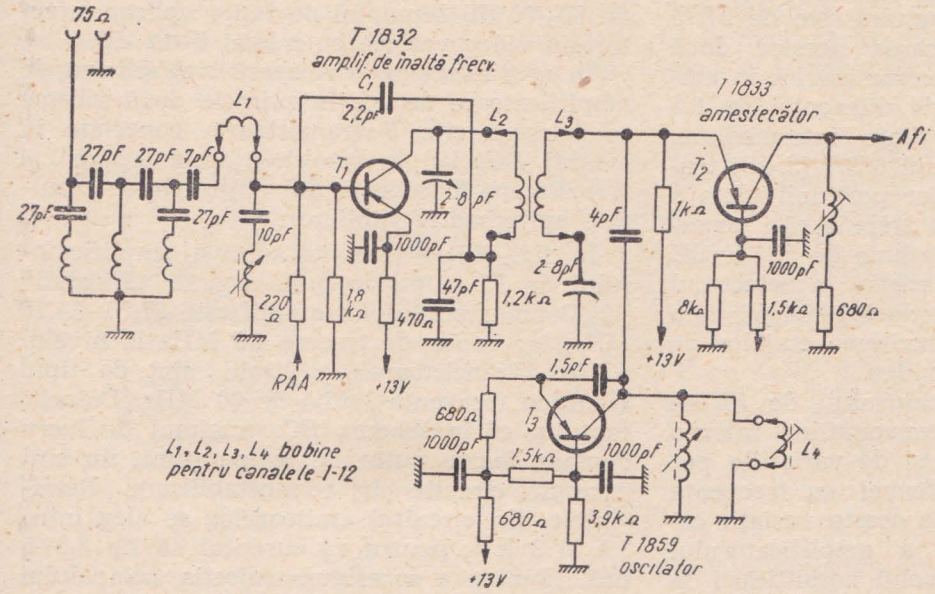


Fig. 7.4. Schema unui bloc de înaltă frecvenţă cu comutator de canale şi tranzistoare speciale pentru televiziune.

Tabela 7.1

Caracteristicile principale ale tranzistoarelor pentru televiziune

Indicativul	Temperatura maximă de lucru, t_{max}	Tensiunea maximă de colector, $U_{C\,max}$	Puterea maximă disipată, $P_{dc\,max}$	Curentul rezidual de colector, I_{CBO}	Frecvenţa de tăiere, f_α	Frecvenţa maximă de oscilaţie, $f_{osc.max}$	Amplificarea în curent, β	Amplificarea în putere la f = 200 MHz A_p	Amplificarea de conversiune f = 220/44 MHz (A_c)
	°C	V	mW	μA	MHz	MHz	—	dB	dB
2N 1742 (I 1832)	100	—15	60	1,5	500	1300	16	16	—
2N 1743 (T 1833)	100	—15	60	1,5	400	1200	12	11	16
2N 1745 (T 1859)	100	—20	60	3	300	900	10	25*)	—

*) la f = 50 MHz

Arhiva digitala SaDAng

3. Amplificatorul de frecvență intermediară

În norma O.I.R., frecvența intermediară a purtătoarei de imagine este 34,25 MHz, iar frecvența purtătoare a sunetului este de 27,75 MHz (U.R.S.S.). Amplificarea acestor două semnale pînă la nivelul necesar are loc în amplificatorul de *FI*. Față de diferența de 6,5 MHz între cele două frecvențe intermediare, lărgimea de bandă la nivelul 0,707 (3 dB) trebuie să fie 4,2—5,2 MHz, iar porțiunii plate a caracteristicii de frecvență trebuie să-i corespundă o amplificare de tensiune de 55—60 dB (600—1 000 ori). În felul acesta la detectorul video se obține o tensiune de 0,4—1,4 V, ceea ce este suficient pentru excitarea etajelor de amplificare a semnalului video.

La proiectarea amplificatorului de *FI* se ține seamă de influența capacităților interne asupra acordului precum și de variațiile posibile ale parametrilor schemei cu frecvența și temperatura, astfel că la aceste variații caracteristica de frecvență a amplificatorului să-și păstreze forma (nivelul amplificării la frecvența purtătoare video și atenuarea necesară a purtătoarei de sunet).

Amplificarea totală trebuie să fie mai mare decît amplificarea necesară în vederea acoperirii atenuării datorită sistemului de *RAA* și reacției negative.

Amplificarea necesară de putere trebuie să fie de 60—75 dB, ceea ce se poate realiza cu 4—6 etaje acordate. Numărul de etaje este determinat pe de o parte de caracteristicile tranzistoarelor, iar pe de altă parte de nivelul de amplificare impus fiecărui etaj, pentru ca să se asigure o amplificare stabilă, departe de nivelul de amplificare vecin cu autoexcitația. În amplificatoarele moderne de frecvență intermediară cu tranzistoare se aplică sisteme eficiente de reglare automată a amplificării, prin care la variațiile semnalului de intrare de 60—70 dB semnalul de ieșire aplicat detectorului video variază cu numai 8—12 dB.

În continuare se analizează trei scheme de amplificatoare de *FI*. În primele două scheme se folosesc cîte 5 tranzistoare conectate în montaj *BC*, iar în cea de-a treia schemă, 4 tranzistoare în schemă *EC*, obținîndu-se rezultate aproximativ similare.

În fig. 7.5 se prezintă schema amplificatorului de *FI* a televizorului sovietic „Kristall" [7]. Banda frecvențelor amplificate 27,75—34,25 MHz, iar banda de trecere 4,3 MHz la nivelul 0,707. Tranzistoarele utilizate sînt de tipul П402 cu frecvența limită de 60 MHz. Datorită faptului că în schema *BC* regimul de lucru depinde foarte puțin de temperatură, nu sînt necesare circuite de termostabilizare. Rezistențele din circuitul emitoarelor se aleg între 1,5 și 3 kΩ, pentru ca curentul să fie 3,5—5 mA. Pentru a se asigura rejecția semnalului de medie frecvență sunet în circuitul de emitor al ultimului etaj s-a introdus un circuit rejector acordat pe frecvența de 27,75 MHz. Prin conectarea colectorului la 2/3 din numărul de spire al bobinelor circuitelor acordate se realizează adaptarea impedanțelor. Amplificarea de tensiune a întregului amplificator este aproape 700.

Drept detector video se folosește dioda Д 2-Е. Sarcina detectorului video 1,8 kΩ este relativ mică, cu scopul de a reduce la minimum distorsiunile.

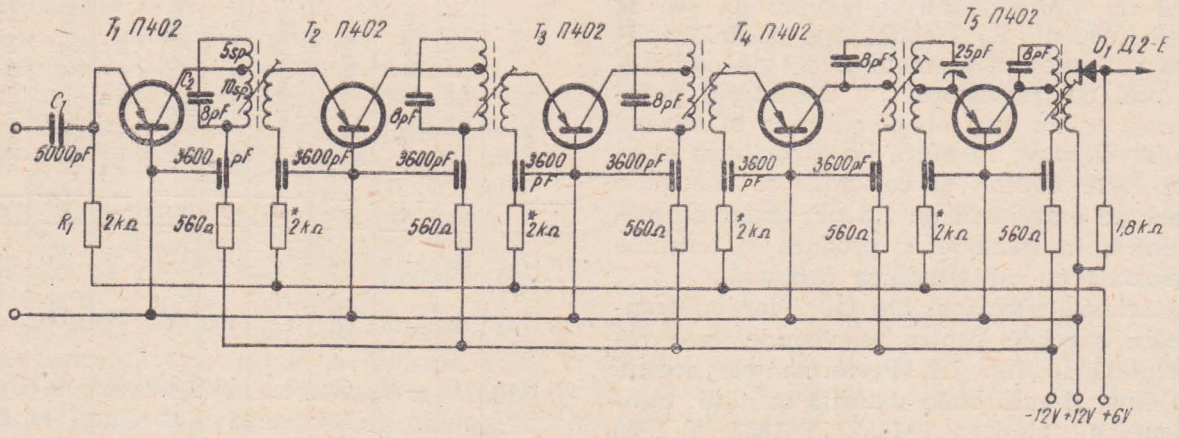


Fig. 7.5. Schema amplificatorului de frecvență intermediară a televizorului „Kristall".

Amplificatorul de *FI* [1] prezentat in fig. 7.6 este acordat pe 44,5 MHz (41,25—47,25). Amplificarea primelor două etaje este comandată de tensiunea *RAA*. Între etajul al treilea şi al patrulea se află filtrul de bandă cu cuplaj supracritic, pentru a se realiza lărgimea de bandă necesară şi simetria caracteristicii. Toate etajele sînt neutrodinate prin mici con-

— amplificarea de tensiune necesară: 40—100 ori (de la 0,5—2 V la 20—80 V);

— banda de frecvenţe amplificate: 25 Hz — 5 MHz;

— caracteristica de frecvenţă: neuniformitate maximă $\pm$ 3 dB;

— menţinerea distorsiunilor neliniare şi de fază la valori minime;

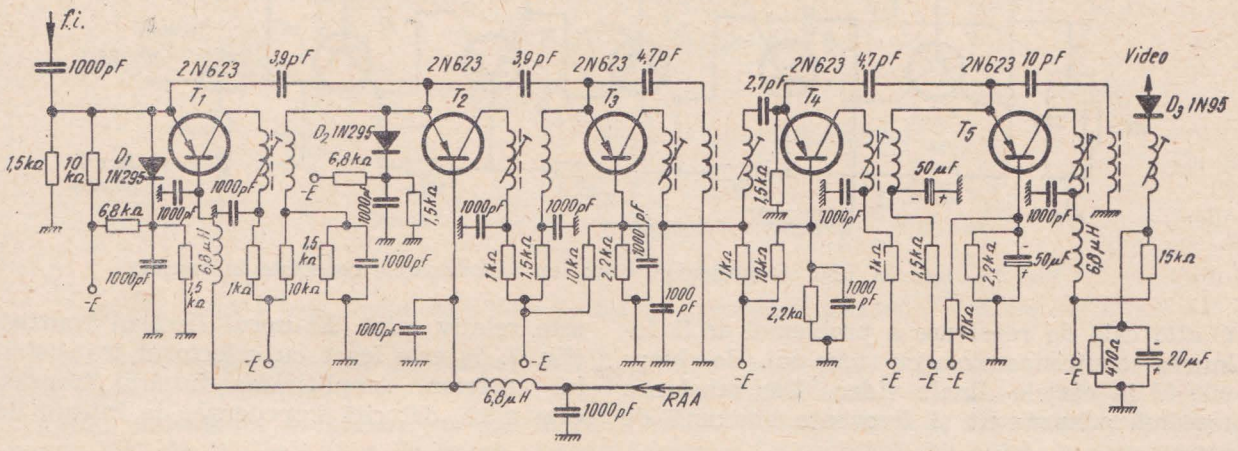


Fig. 7.6. Schema unui amplificator de frecvenţă intermediară acordat pe 44,5 MHz.

densatoare fixe (3,1—10 pF) legate între emitoarele etajelor vecine. Impedanţele de intrare ale tranzistoarelor comandate prin sistemul *RAA* cresc foarte mult atunci cînd semnalul la intrare este mare. Pentru a limita şi egaliza aceste impedanţe de intrare s-au introdus diodele D_1 şi D_2 la intrarea etajelor reglate, ceea ce asigură o încărcare constantă a circuitului de intrare. Prin aceasta, la o variaţie de 70 dB a puterii semnalului de intrare, puterea la ieşire variază cu 10 dB. Amplificarea maximă de putere a amplificatorului atinge 75 dB.

Schema din fig. 7.6 şi schema blocului de înaltă frecvenţă din fig. 7.1 fac parte din acelaşi televizor.

4. Amplificatorul video

Amplificarea de tensiune a semnalului complex de video-frecvenţă obţinut de la detectorul video, pînă la valoarea necesară electrozilor de comandă a cinescopului, cu reproducerea corectă a formei semnalului, revin amplificatorului video. Din aceasta, pentru amplificatoarele video ale televizoarelor cu tranzistoare decurg următoarele cerinţe:

— stabilitatea amplificării şi a formei caracteristicii la variaţii de temperatură;

— menţinerea impedanţei de intrare peste valoarea de 2 kΩ.

În perioada actuală, amplificarea de tensiune nu constituie o dificultate, dar valoarea tensiunii necesare pentru comandarea cinescopului (70—100 V) depăşeşte tensiunea de colector maxim admisă a tranzistoarelor. La început, s-a aşteptat construirea unui cinescop cu pantă foarte mare şi cu o tensiune de comandă de 7—8 V. Această tensiune de comandă se obţine uşor de la un etaj final video alimentat la colector cu 12 V. Dacă tranzistoarele utilizate în etajul final pot lucra la tensiunea de 30 V, se poate obţine o amplitudine a semnalului video de 20 V, aşa cum cu tensiunea de colector de 48 V se poate obţine un semnal de 36—38 V.

Pentru comanda cinescoapelor cu diagonala ecranului de 18—25 cm aceste tensiuni sînt suficiente, prin urmare construirea televizoarelor tranzistorizate cu ecran de 18—25 cm nu produce dificultăţi. Dar cinescoapele moderne cu diagonala de 43 sau 53 cm necesită tensiuni de comandă de 60—100 V. Ridicarea tensiunii de ieşire a amplificatorului de videofrecvenţă

Arhiva digitala SaDAng

cu ajutorul unui transformator cu raportul de transformare 1 : 5 sau 1 : 8 ar permite rezolvarea acestei probleme; practic, acest lucru este imposibil din cauza benzii înguste de trecere a unui transformator cu miez magnetic.

torul a două tensiuni egale dar de polaritate inversă, obținute de la un etaj video cu două tranzistoare (fig. 7.8).

În primul caz însă, tranzistoarele nu sînt exploatate rațional și amplificarea de tensiune

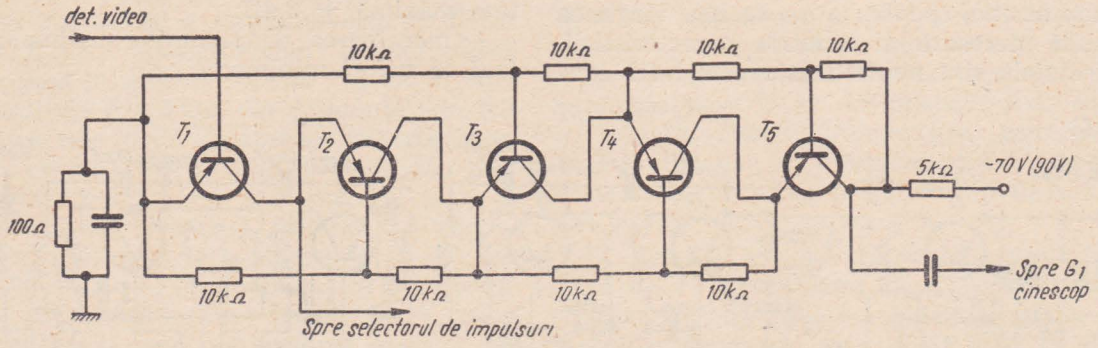


Fig. 7.7. Schema unui amplificator video cu tranzistoarele conectate în cascadă.

O altă cale de rezolvare a problemei ar fi folosirea tranzistoarelor cu tensiuni de lucru 100 V în etajele finale video. Dar tensiunea maximă admisă cît și frecvența maximă de

este relativ mică. Emitorul fiecărui tranzistor (fig. 7. 7) este legat cu colectorul tranzistorului anterior. Amplificarea fiecărui tranzistor este mică, datorită impedanței de intrare des-

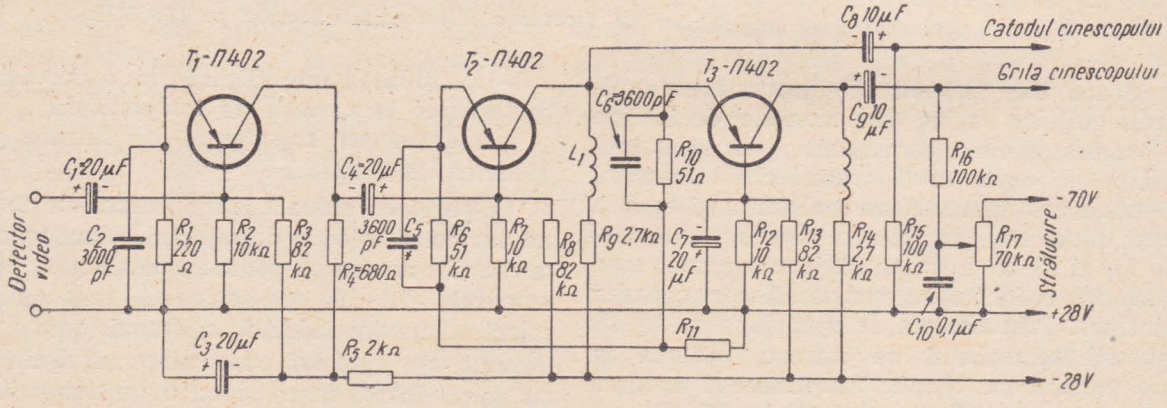


Fig. 7.8. Schema unui amplificator video cu comanda simultană a cinescopului pe grilă și pe catod

amplificare sînt legate de grosimea fizică a bazei. Tehnologia actuală a tranzistoarelor nu a găsit încă un material care să asigure atît rigiditatea dielectrică necesară cît și o conductibilitate electrică mare din care să se construiască tranzistoare de înaltă frecvență (20—30 MHz) cu tensiuni de lucru de 100—130 V.

În această situație s-a recurs la două soluții:

— construirea etajelor finale video cu tranzistoare legate în cascadă și alimentate cu 70—100 V (fig. 7.7) [1,10];

— modularea fasciculului de electroni simultan prin catod și grila de comandă, cu aju-

crescînde de la etaj la etaj. Astfel, amplificarea tranzistorului T_5 este de 1,25, T_4—1,33, T_3—1,5, T_2—2, iar a tranzistorului T_1 este 10, rezultînd o amplificare totală de 50. Amplificarea mică a etajelor superioare favorizează comportarea acestor tranzistoare la înaltă frecvență. La o tensiune de alimentare de 70 V se obține o tensiune video de 50 V, iar la 100 V o tensiune video de 75 V.

Stabilitatea amplificării, reducerea distorsiunilor, nivelarea caracteristicii de frecvență și banda de trecere de 4—5 MHz se asigură prin proiectarea rațională a schemei, alegerea tranzistoarelor și prin reacția negativă complexă, dependentă de frecvență prin elemente

L şi *C*. Stabilitatea schemei la variaţii de temperatură se asigură prin alegerea regimului de curent continuu al etajelor de amplificare. Impedanţa mare de intrare se realizează prin reacţia negativă în circuitul emitorului (schema *EC*) sau printr-un etaj cu colectorul la masă (repetor pe emitor).

Astfel, impedanţa de intrare variază în raportul 1/1—1/4, atunci cînd frecvenţa creşte de la 1 kHz la 5 MHz.

Analiza schemelor concrete din fig. 7.8, 7.9 şi 7.10 dă posibilitatea cunoaşterii soluţiilor practice folosite actualmente pentru amplificarea semnalului video.

În amplificatorul video din fig. 7.8 [7] se folosesc trei tranzistoare cu difuzie de tipul П 402. Corecţia caracteristicii de frecvenţă se obţine prin reacţia negativă de curent în circuitul emitoarelor. Rezistenţele R_1, R_6, R_{10} sînt şuntate de condensatoarele C_2, C_5, C_6. Reacţia negativă scade cu creşterea frecvenţei, ceea ce determină mărirea amplificării frecvenţelor mai înalte din spectrul video. Ridicarea nivelului de amplificare la aceste frecvenţe compensează scăderea amplificării la frecvenţele înalte, datorită efectului de şuntare al capacităţilor de intrare şi ieşire. Ridicarea amplificării frecvenţelor înalte se obţine şi pe seama caracterului parţial inductiv al rezistenţei de sarcină a celor două tranzistoare din etajul final (R_9, L_1 şi R_{14}, L_2). Tensiunea semnalului de modulaţie al cinescopului 18LK5Б este de 30 V, iar mărimea semnalului video la ieşirea amplificatorului este de 15—20 V. De aceea, de la ieşirea amplificatorului video se iau două tensiuni egale ca mărime dar de semn opus care asigură modularea simultan pe catod şi pe grila de comandă a cinescopului.

Banda amplificatorului este de 4,5 MHz.

Amplificatorul video cu două etaje (fig. 7. 9) [1] comandă catodul tubului 9 QP4 (diagonala 22 cm). Etajele sînt legate galvanic prin circuitul *LC* care asigură ridicarea frecvenţelor

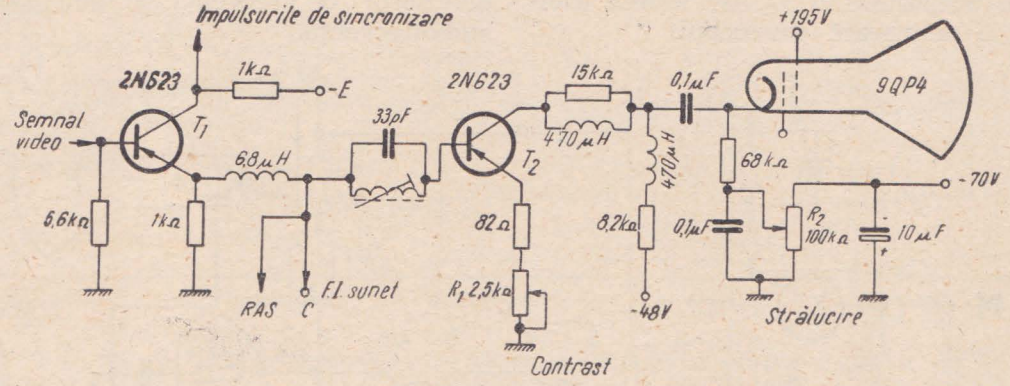


Fig. 7.9. Schema unui amplificator video pentru un cinescop cu diagonala ecranului de 22 cm.

înalte video şi rejecţia sunetului. De pe emitorul tranzistorului T_1 se ia purtătoarea frecvenţei intermediare a sunetului şi tensiunea folosită în sistemul de *RAA*, pentru primele două etaje ale amplificatorului de *FI*-imagine (fig. 7.6), iar de pe colectorul tranzistorului T_1, tensiunea destinată blocului de selecţie şi sincronizare.

Amplificarea de tensiune a celor două etaje se ridică la 40 în banda de trecere de 3 MHz (norma S.U.A.), tensiunea video de ieşire ajungînd la 40 V. Tensiunile de alimentare de —48 V ale etajului final, precum şi tensiunea ajutătoare de —70 V se obţin de la prize ale transformatorului de baleiaj. Contrastul se reglează cu potenţiometrul R_1, iar strălucirea cu R_2.

În fig. 7.10 este dată schema completă a unui amplificator video modern (ecran 36 cm) [3]. Tranzistorul T_7 lucrează ca repetor pe emitor, prin aceasta realizîndu-se o impedanţă ridicată de intrare, ceea ce ameliorează condiţiile de lucru ale detectorului video.

De la colectorul tranzistorului T_7 se ia tensiunea de frecvenţă intermediară care rezultă ca diferenţă dintre *FI* de imagine şi cea de sunet, iar de pe grupul R_2C_1 se obţine tensiunea de *RAA*, pentru care tranzistorul T_7 lucrează ca amplificator de curent continuu. La bornele rezistenţei R_2 se obţine o cădere de tensiune de 2—3 V, suficientă pentru reglarea etajelor de *FI* şi *ÎF*. Contrastul se reglează prin potenţiometrul R_3 (amplificarea

Arhiva digitală SaDAng

video). Etajul final video foloseşte două tranzistoare conectate în serie şi alimentate cu tensiunea de —75 V. Tranzistorul T_8 lucrează în schema *EC*, iar tranzistorul T_9 în schema *BC*. Colectorul tranzistorului T_8 este conectat la emitorul tranzistorului T_9, iar ieşirea tranzistorului T_9 acţionează cinescopul.

5. Canalul de sunet

Canalul de sunet cuprinde amplificatorul de *FI* a sunetului, limitatorul de amplitudine, detectorul de frecvenţă şi amplificatorul de audiofrecvenţă.

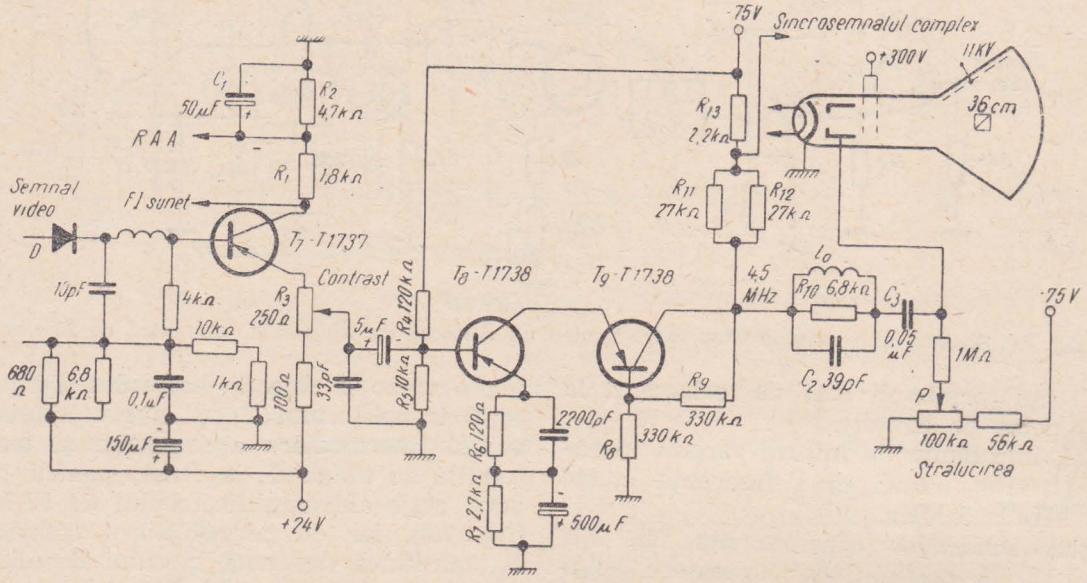


Fig. 7.10. Schema unui amplificator video pentru un cinescop cu diagonala ecranului de 36 cm.

Regimul de c.c. este fixat pentru tranzistorul T_9 prin divizorul de tensiune R_8R_9, iar pentru tranzistorul T_8 prin divizorul R_4R_5. Componenta continuă a tensiunii colectorului tranzistorului T_9 nu ajunge la grila de comandă a cinescopului datorită condensatorului C_3. Electrodul de reglare a luminozităţii primeşte tensiunea de la potenţiometrul P de 100 kΩ. Bobina L_0 acordată pe frecvenţa de 4,5 MHz cu condensatorul C_2 şi amortizată prin rezistenţa R_{10} suprimă trecerea semnalelor de sunet spre electrodul de comandă al cinescopului. Amplificarea totală a celor trei etaje ajunge la 80, astfel că la un semnal video de 0,6 V la intrare, se obţine o tensiune de videofrecvenţă de 48 V, iar la 0,75 V la intrare, o tensiune de 60 V. Curba de răspuns a amplificatorului este plată pînă la 3,5 MHz şi cade apoi cu 3 dB pînă la 4,5 MHz, ceea ce corespunde unei calităţi excelente a imaginii în standardul cu 525 linii şi unei definiţii bune în standardul de 625 linii. Pentru standardul de 819 linii ar fi necesară lărgirea benzii de trecere la 7—8 MHz.

Dată fiind simplitatea acestor etaje, ele vor fi analizate în comun.

Frecvenţa intermediară a sunetului rezultă ca diferenţa între frecvenţa intermediară a purtătoarei de imagine şi frecvenţa intermediară a purtătoarei de sunet. În standardul OIR, această diferenţă este 6,5 MHz, iar în alte standarde, 5,5 sau 4,5 MHz. Diferenţa apare ca frecvenţă de bătăi în circuitul detectorului video şi este culeasă printr-un circuit acordat pe *FI* sunet fie imediat după detecţia video, fie după primul etaj de amplificare video.

Amplificarea globală a canalului de sunet este de obicei de 75...85 dB şi se realizează astfel: amplificarea *FI* +35...50 dB, limitatorul de amplitudine +18...25 dB, discriminatorul de frecvenţă —35 dB, amplificarea de audiofrecvenţă +55...65 dB.

Lărgimea de bandă necesară trecerii semnalului modulat în frecvenţă: 250—400 kHz. În funcţie de tranzistoarele folosite, amplificarea necesară de *FI* se realizează cu 1—3 etaje acordate, limitarea cu un etaj, detecţia

de frecvență prin două diode care lucrează fie în schemă de discriminator, fie ca detector de raport. Amplificarea de audiofrecvență de la tensiunea de 10—100 mV, obținută pe sarcina detectorului de frecvență pînă la puterea de ieșire 0,2—1 W, se realizează în amplificatoare obișnuite cu 3—4 tranzistoare.

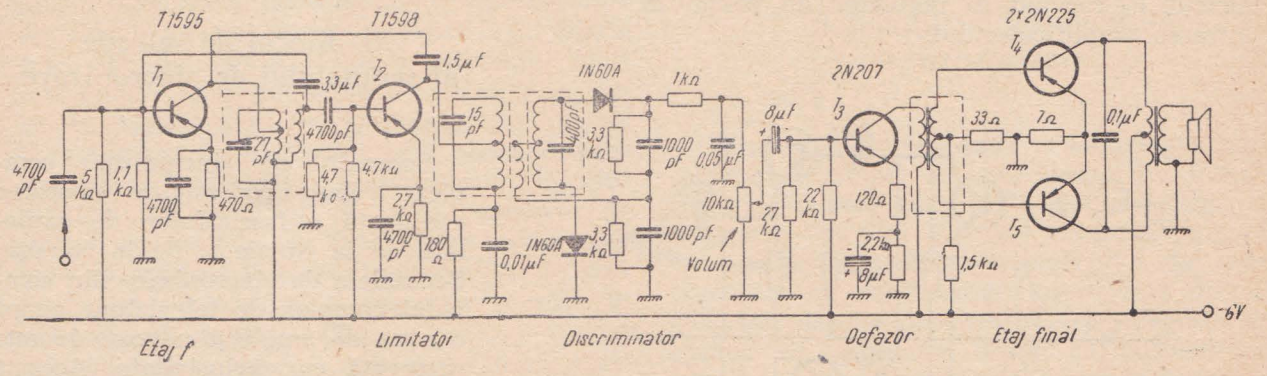


Fig. 7.11. Schema canalului de sunet al unui televizor tranzistorizat.

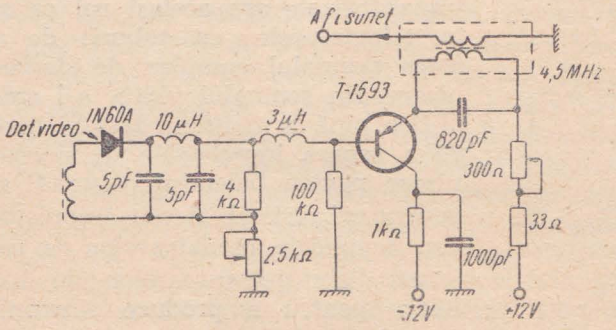


Fig. 7.12. Schema parțială a amplificatorului video de la care se extrage frecvența intermediară a canalului de sunet.

Amplificatoarele de frecvență intermediară trebuie să aibă capacități de acord relativ mari, pentru a asigura stabilitatea acordului la variațiile tensiunilor de alimentare și ale temperaturii. Prin adaptarea impedanțelor de intrare și ieșire a etajelor (conectare parțială a circuitelor acordate), se exploatează pe deplin amplificarea tranzistoarelor în schema *EC*.

Datorită caracteristicilor de ieșire ale tranzistoarelor în schema *EC*, limitarea amplitudinii semnalului de *FI* se realizează fără dificultăți.

În fig. 7.11 se prezintă schema completă a canalului de sunet al unui televizor tranzistorizat [2], iar în schema din fig. 7.12, o parte din amplificatorul video de la care se extrage frecvența intermediară de sunet.

Pentru a aprecia nivelul semnalului în punctul *A* este necesară cunoașterea amplificării blocurilor precedente. În acest televizor, blocul de înaltă frecvență (fig. 7.3) are o amplificare de 20—30 dB, amplificatorul de *FI*, de 70 dB; prin detecția video, nivelul semnalului scade la 0,1 iar apoi este amplificat la nivelul atins înainte de detecție. În amplificatorul de *FI* sunet, tranzistorul T_1 amplifică (30 dB), iar T_2 amplifică (18 dB) și limitează semnalul înainte de a fi demodulat în discriminator. Urmează apoi amplificatorul de audiofrecvență cu un etaj preamplificator-defazor și etajul final în clasă B. Puterea de ieșire este de 0,3 W.

În schema din fig. 7.13, etajul *II* al amplificatorului de *FI*, care funcționează ca limi-

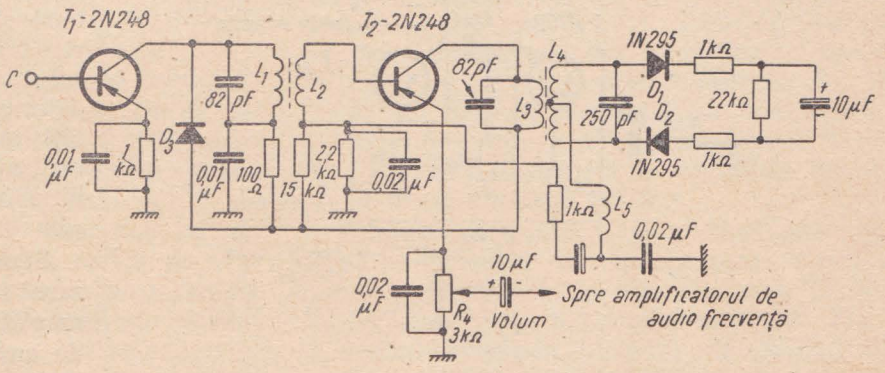


Fig. 7.13. Etaj amplificator (reflex) de frecvență intermediară și audiofrecvență.

Arhiva digitala SaDAng

tator, este folosit şi ca etaj preamplificator reflex de audiofrecvenţă. Tensiunea de audiofrecvenţă obţinută după detectorul de raport se aplică la baza tranzistorului T_2, potenţiometrul R_4 servind ca regulator de volum la intrarea amplificatorului.

Intrarea *C* a canalului de sunet corespunde punctului *C* din schema amplificatorului video din fig. 7.9.

6. Blocul de selecţie al semnalului de sincronizare

Semnalul de sincronizare complex trebuie să asigure mişcarea conjugată a fasciculelor de explorare de la emisie şi de la recepţie. Semnalele de sincronizare din semnalul complex de televiziune ocupă o zonă de amplitudine care le este rezervată cu exclusivitate. Această zonă este cuprinsă între nivelul 0,75 şi 1 al amplitudinii maxime a semnalului complex.

Blocul de selecţie a semnalelor de sincronizare în televizoarele tranzistorizate are acelaşi rol ca şi în televizoarele cu tuburi: de a alege semnalul complex de sincronizare din semnalul video, a-l amplifica pînă la o limită fixă şi apoi de a separa impulsurile de sincronizare pentru baleiajul orizontal şi pentru cel vertical. Aceste impulsuri vor fi aplicate oscilatoarelor de relaxare ale generatoarelor de baleiaj, pentru a produce sincronizarea oscilaţiilor generate de acestea.

Utilizarea tranzistoarelor în blocul de selecţie a semnalelor de sincronizare este deosebit de simplă iar schemele sînt analoge cu schemele selectoarelor-limitatoare cu tuburi electronice. Necesitatea păstrării unei pante suficiente a frontului impulsurilor de sincronizare determină necesitatea unei capacităţi mici de intrare; tranzistoarele utilizate trebuie să se comporte bine în funcţia de comutator şi să aibă o amplificare β mare.

Semnalul complex de sincronizare se ia de la unul din etajele amplificatorului video şi în funcţie de amplitudinea lui se trece la amplificarea corespunzătoare, în etajele blocului de selecţie.

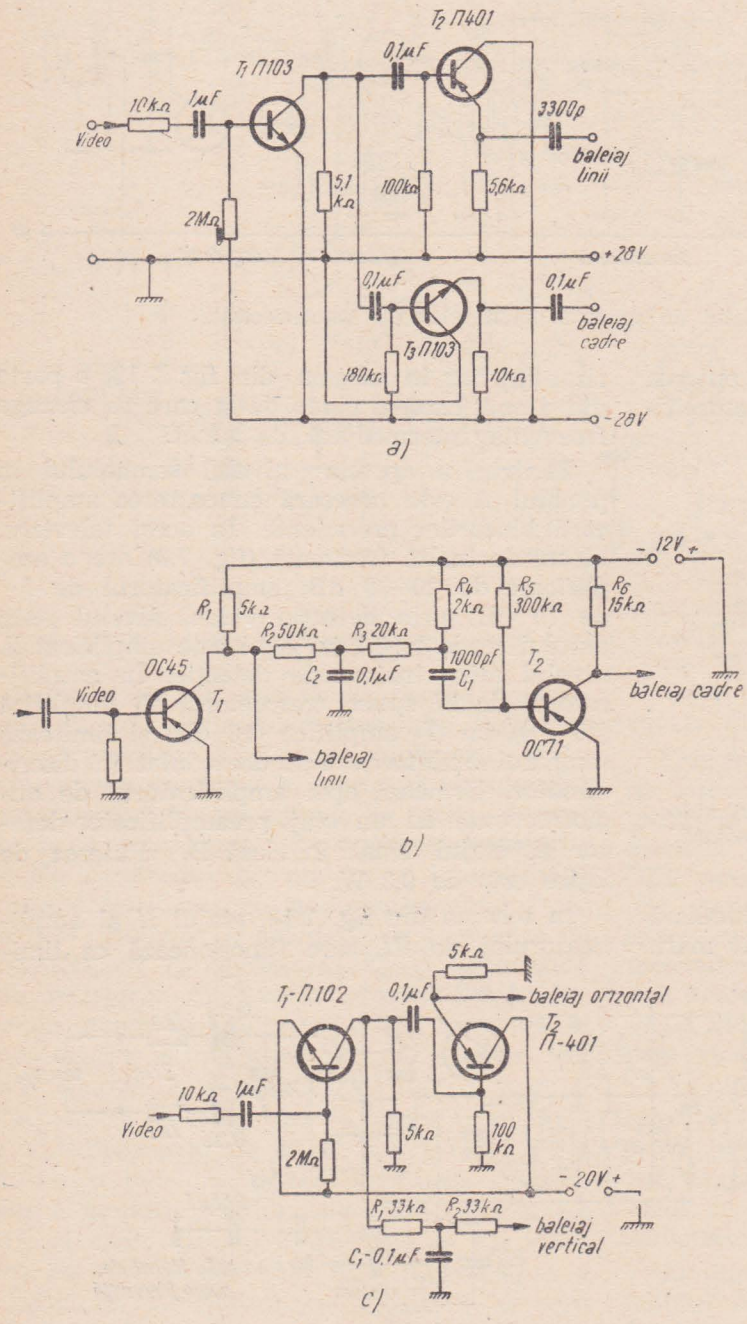


Fig. 7.14. Schemele uzuale ale blocurilor de selecţie a impulsurilor de sincronizare.

În fig. 7.14, *a* este prezentată schema clasică a unui bloc de selecție în care lucrează trei tranzistoare [7]: Etajul selector al blocului folosește un tranzistor *npn* de siliciu, ales din următoarele considerente: tranzistoarele de siliciu au un curent rezidual I_{CBO} foarte mic, iar temperatura are o influență mult mai mică asupra punctului de funcționare decît la tranzistoarele cu germaniu. Stabilitatea parametrilor tranzistorului este necesară pentru buna funcționare a selectorului de impulsuri. Etajele T_2 și T_3 sînt repetoare pe emitor cu punctul de funcționare astfel ales încît să asigure trecerea impulsurilor de sincronizare orizontale (T_2), respectiv a celor de sincronizare verticală (T_3).

Repetorul pe emitor reduce influența reciprocă dintre blocurile de baleiaj orizontal și vertical, pentru asigurarea stabilității explorării întrețesute.

În schema din fig. 7.14, *b*, la intrare se aplică semnalul video din care se extrage semnalul de sincronizare complex, limitat și amplificat apoi de tranzistorul de înaltă frecvență T_1. De pe rezistența de sarcină R_1 se culeg impulsurile scurte de sincronizare orizontală și impulsurile mai lungi de sincronizare verticală. Acestea din urmă sînt integrate în circuitul $R_2C_2R_3$. Semnalul rezultat este amplificat apoi de către tranzistorul de audiofrecvență T_2 și se obține direct impulsul pentru sincronizarea verticală care comandă generatorul de cadre. Această schemă permite obținerea unui impuls cu front foarte bun, care asigură o mare precizie de timp în acționarea generatorului de baleiaj vertical.

Se atrage atenția că schema din fig. 7,14, *a* reprezintă numai selectorul semnalului complex de sincronizare (etajul T_1) și amplificatoarele separate pentru impulsurile de sincronizare orizontală T_2 și verticală T_3.

Schema din fig. 7.14, *c* [12] este asemănătoare cu schemele 7.14, *a* și 7.14, *b*. De pe colectorul tranzistorului de siliciu T_1, impulsurile de sincronizare trec prin circuitul de integrare $R_1C_1R_2$, obținîndu-se impulsurile de cadre; tot de pe colectorul tranzistorului T_1, impulsurile de sincronizare se aplică pe etajul cu *CC* (T_2) pentru obținerea impulsurilor de linii care comandă generatorul de baleiaj orizontal.

Avînd în vedere că problema sincronizării este legată direct de etajele de baleiaj, la analizarea acestor etaje se vor da exemple de scheme complete în care vor intra și etajele selectoare.

7. Baleiajul în televizoarele tranzistorizate

Progresele înregistrate în tehnologia tranzistoarelor permit azi producerea de tranzistoare de putere mare cu bune proprietăți de comutare, lucrînd într-un domeniu larg de temperatură. Realizarea baleiajului de cadre (vertical) cu tranzistoare nu prezintă dificultăți. Impulsurile de sincronizare integrate comandă un generator blocat cu autoexcitație care produce o tensiune în dinte de ferăstrău. Amplificarea acestei tensiuni cade în sarcina unui etaj preamplificator și a etajului final care, direct sau prin intermediul unui transformator de ieșire, are ca sarcină bobinele de deflexie.

Schema blocului de baleiaj vertical pentru un cinescop cu diagonala de 18 cm este dată în fig. 7.15 [7].

Tranzistorul T_1 funcționează ca oscilator blocat cu autoexcitație. Reacția inductivă apare între bobinele L_1 și L_3 ale transformatorului Tr_1; frecvența cadrelor se reglează prin potențiometrul R_2. Impulsul de sincronizare integrat (schema din fig. 7.14, *a*) comandă oscilatorul prin înfășurarea L_2.

Regimul de curent continuu este fixat prin R_4R_5 și R_8 pentru tranzistorul T_2 (amplificator în schema *EC*) și prin $R_{11}R_{13}$ și R_9R_{12} pentru tranzistorul T_3 din etajul final. Liniarizarea tensiunii în dinte de ferăstrău, deci a rastrului pe verticală, se obține prin reacția negativă dintre etajele T_2 și T_3, reglarea liniarității se face prin R_{10}, iar dimensiunea pe verticală depinde de amplificarea tranzistorului T_3 și se reglează cu rezistența R_{13}. Bobinele de deflexie verticală se conectează la autotransformatorul *ATr*. Tranzistorul T_3 este de tipul П4Б și suportă în regim de comutație un curent maxim de 5 A.

Primul etaj poate fi simplificat prin aplicarea impulsului de sincronizare direct la baza tranzistorului T_1, eliminîndu-se în acest fel înfășurarea L_3 a transformatorului Tr_1.

Pentru comanda blocului de baleiaj orizontal se folosesc oscilatoare cu frecvența de lucru de 15—16 kHz (15 625 Hz în norma

Arhiva digitala SaDAng

OIR și CCIR). Aceste oscilatoare pot fi generatoare blocate autoexcitate (fig. 7.16, *a*) sau multivibratoare (fig. 7.16, *b*).

În schema din fig. 7.16, *a*, frecvența de lucru depinde de poziția potențiometrului de

torită puternicei reacții negative pe rezistența R_4.

Schema concretă a blocului de baleiaj orizontal din fig. 7.17 asigură deflexia orizontală a unui cinescop de 18 cm [12].

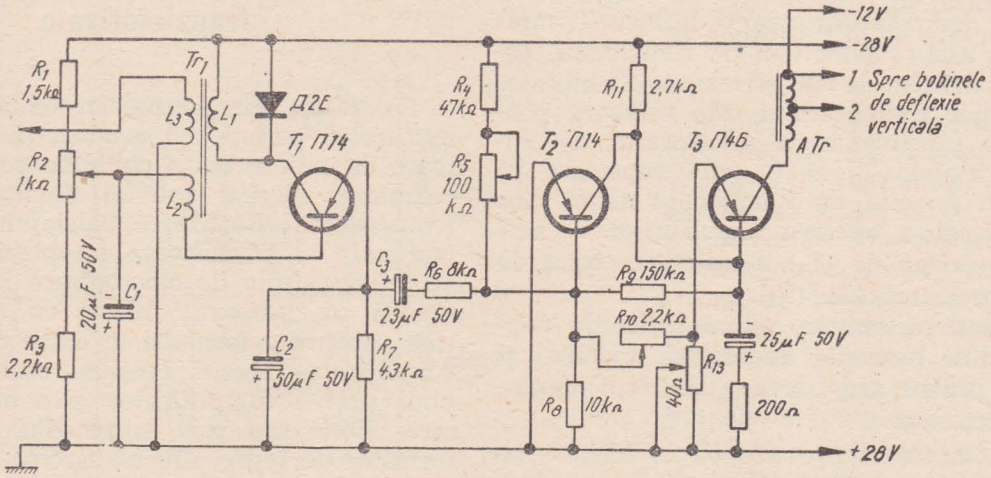


Fig. 7.15. Schema blocului de baleiaj vertical pentru un cinescop de 18 cm.

500 kΩ și de tensiunea bazei, iar înfășurarea L_3 cu dioda D_1 servesc pentru amortizarea impulsurilor pozitive, în timp ce amplitudinea impulsurilor de polaritate negativă nu este influențată [1].

În generatorul autoblocat lucrează tranzistorul T_1 (П2Б), iar în etajul final tranzistorul T_2 (П203), cu un curent maxim de 1,5 A. Generatorul blocat produce impulsuri de polaritate negativă cu durata de 9 μs, care apli-

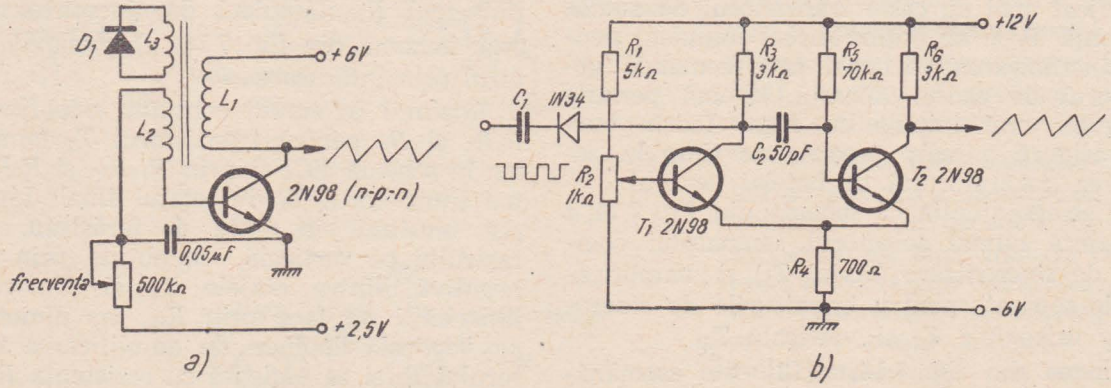


Fig. 7.16. Generatoare pentru baleiajul orizontal:
a — oscilator blocat autoexcitat; *b* — multivibrator.

Schema multivibratorului din fig. 7.16, *b* este analogă cu schemele cu tuburi electronice, ambele emitoare fiind cuplate pe rezistența R_4, iar colectorul tranzistorului T_1 este cuplat la baza tranzistorului T_2 prin condensatorul C_2.

Frecvența liniilor se reglează prin rezistența R_2, schema funcționînd foarte stabil da-

cate la baza tranzistorului T_2 îl deblochează; apare curentul colectorului tranzistorului T_2 care prin inductanța bobinei de șoc L_2 încarcă condensatorul C_5. O parte din curentul colectorului tranzistorului T_2 se închide prin bobinele de deflexie și condensatorul C_3, dînd naștere curentului cursei inverse a baleiajului de linii. După terminarea cursei inverse,

condensatorul C_5 se descarcă prin dioda D_2 și bobinele de deflexie, dînd un impuls de curent în formă de dinte de ferestrău. Circuitul rezonant serie L_3C_4 se folosește pentru ajustarea frecvenței sistemului de deflexie pînă la frecvența baleiajului orizontal și pentru

Părțile componente sînt următoarele:

— selectorul de sincronizare cu tranzistoarele T_1, T_2, T_3;

— baleiajul vertical cu tranzistoarele T_4, T_5;

— baleiajul orizontal cu tranzistoarele T_6, T_7, T_8, T_9;

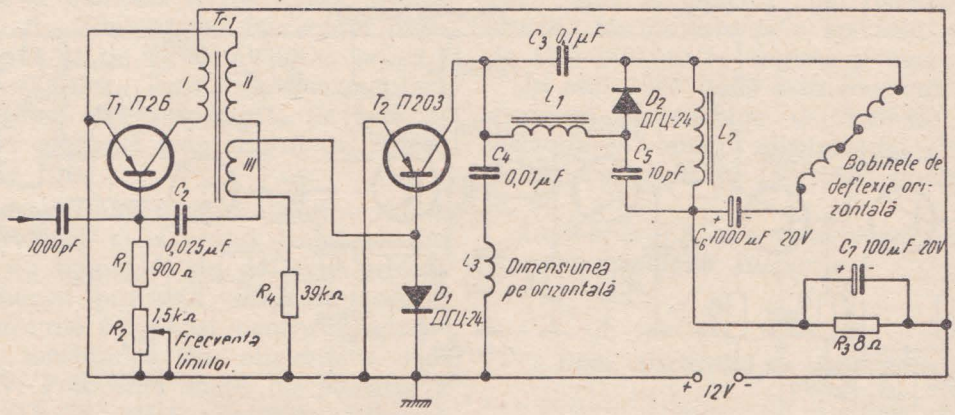


Fig. 7.17. Schema blocului de baleiaj orizontal pentru un cinescop de 18 cm.

reglarea amplitudinii curentului în bobinele de deflexie (inductanța L_3 este reglabilă). Tensiunea inversă de impuls care este aplicată colectorului tranzistorului T_2 atinge 65—70 V, iar vîrful de curent 1,5 A. Puterea consumată de acest bloc de baleiaj nu depășește 3,5 W, adică 10% din puterea necesară unui bloc similar de baleiaj cu tuburi electronice.

În blocurile de baleiaj orizontal ale televizoarelor moderne cu tranzistoare se utilizează un comparator de fază cu diode care are rolul de a reduce efectul perturbațiilor exterioare de tip impuls, care ajung la generatorul de baleiaj, scoțîndu-l din sincronism. În acest comparator, faza semnalului de sincronizare diferențiat se compară cu faza tensiunii în dinte de ferăstrău produsă de generatorul de baleiaj. Dacă frecvența de baleiaj diferă de frecvența impulsurilor de sincronizare, apare o tensiune diferență care corectează în mod automat frecvența baleiajului. Schema concretă a unui comparator este cuprinsă în schema completă a blocului de baleiaj din fig. 7.18.

Acest bloc de baleiaj este destinat unui cinescop cu diagonala de 22 cm, cu tensiunea anodică de 6,5 kV [1, 12].

— blocul de alimentare al televizorului cu tranzistorul T_9 și tubul 1V2.

Blocul de baleiaj din fig. 7.18, împreună cu etajele ale căror scheme au fost prezentate în fig. 7.1, 7.6, 7.9 și 7.13 formează schema unui televizor pentru canalul *1* (norma S.U.A.), cu sensibilitatea de 300 μV și cinescopul cu diagonala de 22 cm.

Selectorul impulsurilor de sincronizare lucrează cu tranzistoarele T_1 și T_2. Primul etaj, al cărui regim de curent continuu este fixat prin rezistențele R_1, R_2 și R_3, extrage semnalul complex de sincronizare din semnalul video. Pentru funcționarea normală a primului etaj este suficient ca impulsurile de polaritate pozitivă să aibă o amplitudine de 0,7 V. De pe rezistența R_5 din circuitul emitorului tranzistorului T_2 se culeg impulsurile de sincronizare orizontală, iar de pe rezistența de sarcină R_9 a tranzistorului T_3 se obțin impulsurile de sincronizare a baleiajului vertical (integrate în circuitul $R_{10}C_5$).

Impulsurile de sincronizare de cadre ajung astfel la baza tranzistorului T_4 care funcționează ca oscilator blocat autoexcitat. Frecvența cadrelor se reglează prin rezistența R_{11} care negativează baza și fixează punctul de funcționare.

Arhiva digitala SaDAng

Tensiunea în dinte de ferăstrău a baleiajului de cadre apare pe condensatoarele C_9 și C_{10}. Condensatorul C_{10} intră totodată și în circuitul de reacție negativă destinat liniarizării deflexiei. Potențiometrul R_{14} reglează liniaritatea, iar R_{18} variază amplificarea etajului final de cadre, deci dimensiunea imaginii pe verticală. Punctul de funcționare al tranzistorului T_5 din etajul final este stabilit prin R_{15}. În circuitul de colector al etajului final este introdus Lr_1 cu mică rezistență ohmică, pentru trecerea componentei continue a curentului colectorului.

În blocul de baleiaj orizontal se folosește un comparator de fază, cu diodele D_1 și D_2 care asigură autoreglarea frecvenței liniilor. Diodele compară faza impulsurilor de sincronizare cu faza impulsurilor de tensiune de la ieșirea etajului final. Tensiunea de la ieșire este adusă de la comparatorul de fază cu aju-

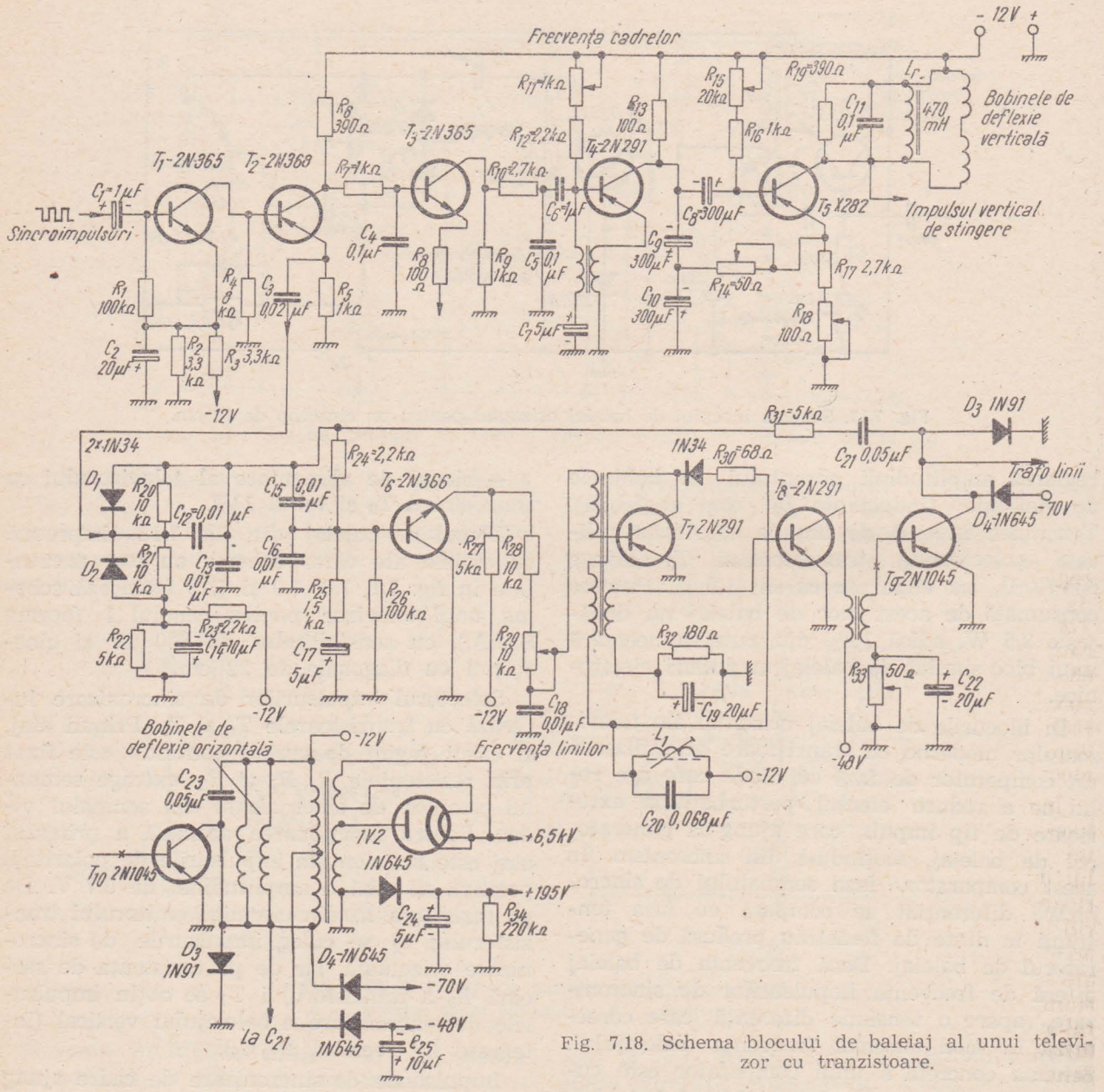


Fig. 7.18. Schema blocului de baleiaj al unui televizor cu tranzistoare.

torul circuitului $R_{31}C_{21}$. Dacă există o nepotrivire de frecvenţă, apare o diferenţă de tensiune amplificată de tranzistorul T_6 (2N366). Frecvenţa oscilatorului blocat (T_7) depinde de tensiunea de pe rezistenţa de sarcină a etajului T_6; variaţiile acestei tensiuni modifică frecvenţa oscilatorului autoblocat. Reglarea manuală a frecvenţei liniilor e posibilă cu R_{29}. Stabilitatea frecvenţei liniilor este mărită şi de circuitul L_1C_{20} acordat de frecvenţa liniilor. Tensiunea rectangulară dată de oscilator este amplificată de tranzistorul T_8, care comandă tranzistorul de putere T_9 al etajului final.

Bobinele de deflexie orizontală sînt legate direct în circuitul colectorului tranzistorului T_9. Paralel cu bobinele de deflexie orizontală este conectat primarul transformatorului de înaltă tensiune folosit şi pentru producerea tuturor tensiunilor de alimentare mai mari de 12 V. Frecvenţa mare de pulsaţie a tensiunilor (15—16 kHz) permite filtrarea uşoară a tensiunilor redresate (—48 V, —70 V şi +195 V). Tensiunea înaltă pentru anodul cinescopului este 6,5 kV şi se obţine de la o înfăşurare secundară specială.

Tubul redresor 1V2 redresează impulsurile de înaltă tensiune cu frecvenţa de 15 750 Hz (norma S.U.A.). Evident că tubul electronic poate fi înlocuit cu diode de siliciu cu multiplicare a tensiunii. Tensiunea inversă maximă în acest caz va atinge 18—19 kV. Tensiunea maximă a primarului transformatorului de linii în timpul cursei inverse ajunge la 80 V, iar impulsul maximal de curent în cursa directă atinge 2 A.

Televizorul al cărui bloc de baleiaj a fost descris are în total 24 tranzistoare şi este alimentat de la 10 acumulatoare cadmiu-nichel de volum redus. Consumul total este 0,7 A. Cinescopul este alimentat direct cu 12 V, curentul de filament fiind 0,15 A.

8. Cinescoape pentru televizoarele cu tranzistoare

Gabaritul televizoarelor cu tranzistoare este determinat în ultima instanţă de dimensiunile cinescopului. În mod uzual se folosesc cinescoape cu diagonala ecranului de 20—40 cm. Dimensiunea axială a acestor cinescoape depinde de unghiul de deflexie. Astfel, cinescoapele de 18—23 cm cu deflexia de 70° au o lungime de 300—330 mm, iar cele de 35—40 cm au lungimi şi mai mari, ceea ce face imposibilă reducerea gabaritului televizorului.

Cinescoapele noi cu unghiul de deflexie de 110° sînt în general cu 100—120 mm mai scurte, iar cinescoapele speciale cu deflexie de 130—150° au o lungime şi mai mică.

În anii 1959—1960 s-au construit cinescoape moderne cu sisteme de deflexie bazate pe dezvoltarea opticii electronice. Unghiul de deflexie a ajuns la 160—170° şi chiar la 180° [5, 9].

În tabela 7.2 sînt date sumar caracteristicile cinescoapelor moderne.

Tabela 7.2

Unele caracteristici ale cinescoapelor moderne

Nr. crt.	Diagonala ecranului, cm	Lungimea cinescopului cm	G, kg	Unghiul de deflexie, grade	Puterea necesară pentru deflexie, W	Felul deflexiei
1	43	16,5	2,7	160	4,8	Magnetică
2	43	12	2,4	170	3,8	Magnetică
3	35	10,5	2	173	3	Magnetică

Un progres în acest domeniu îl reprezintă construirea cinescoapelor cu deflexie amplificată, în care peste cîmpul magnetic dat de bobinele de deflexie se suprapune un cîmp electric al unui electrod de divergenţă.

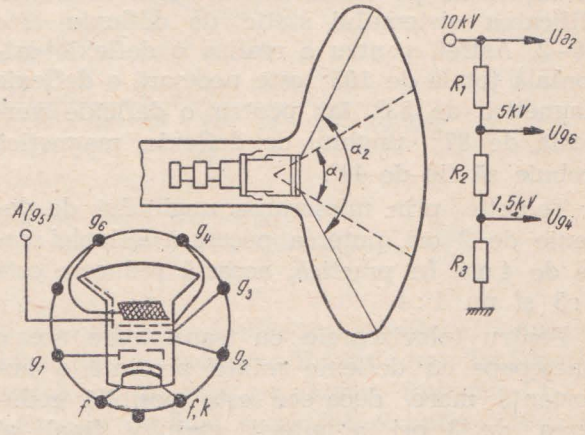


Fig. 7.19. Cinescopul cu deflexie mixtă.

Arhiva digitala SaDAng

Tabela 7.3

Tensiunile pe electrozii cinescopului cu deflecție mixtă din fig. 7.19

	Tensiunea nominală	Tensiunea maximă
U_a (U_{g5})	10 kV	15 kV
U_{g6}	5 kV	7,5 kV
U_{g4}	1,5 kV	4 kV
U_{g3}	2,1 ... 2,6 kV	5 kV
U_{g2}	300 V	500 V
U_{g1}	—35 V	—72 V

Deviația fasciculului emis de tunul electronic este mărită datorită cîmpului de divergență, astfel că unghiul total de deflexie se mărește de 1,5—2 ori. Deflexia suplimentară depinde de viteza electronilor datorită cîmpului E al anodului și de tensiunea aplicată electrodului de divergență (g_6), tensiune ce se obține de pe un divizor de tensiune. Amplificarea sistemului static de deflexie este 1,6—2. Astfel, pentru a realiza o deflexie orizontală totală de 105° este necesară o deflexie magnetică de 53°, iar pentru o deflexie verticală de 87° unghiul de deflexie magnetică trebuie să fie de 44°.

Teoretic, prin micșorarea unghiului de deflexie de 2 ori, puterea necesară deflexiei scade de 4 ori. În practică, această reducere este 1 : 3 și nu 1 : 4.

Pentru televizoarele cu tranzistoare aceste cinescoape cu deflexie mixtă prezintă o importanță mare, deoarece este posibilă reducerea de 3 ori a puterii etajului final al baleiajului orizontal. Schema unui bloc de baleiaj orizontal pentru un cinescop de acest fel cu diagonala de 35 cm și deflexia de 110° este arătată în fig. 7.20 [5].

Tranzistorul T_1 lucrează ca oscilator blocat cu autoexcitație, frecvența liniilor se reglează prin rezistența R_1, iar stabilitatea frecvenței liniilor este mărită prin circuitul $L_0C_1R_2$. Din secundarul transformatorului de linii Tr_2 se obține tensiunea înaltă pentru divizorul de tensiune care alimentează electrozii cinescopului.

Este de așteptat construirea de cinescoape plate pentru televizoarele portabile care să intrunească următoarele cerințe:

— unghiul de deflexie 180°;

— putere redusă necesară deflexiei (2—3 W);

— tensiune video mică pentru comanda cinescopului (8—10);

— încălzire economică a filamentului (0,2—0,5 W).

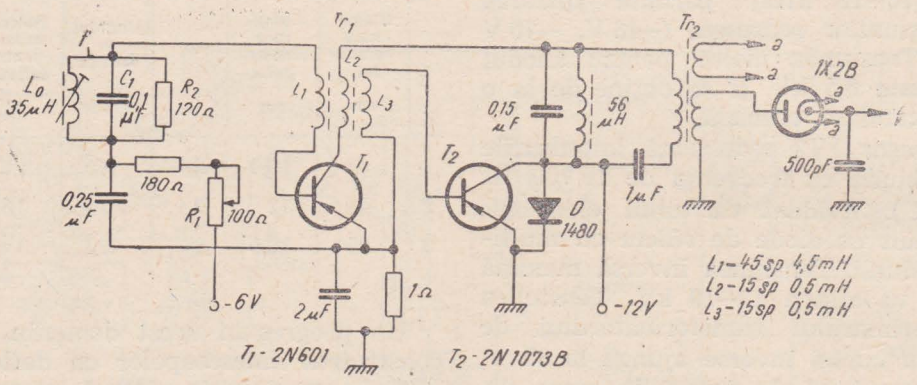


Fig. 7.20. Schema parțială a unui bloc de baleiaj orizontal pentru cinescopul cu deflexie mixtă.

Pe această linie s-a și realizat așa-numitul cinescop cu deflexie-reflexie (fig. 7.21).

Emisia și focalizarea fasciculului de electroni se bazează pe principiile cinescoapelor uzuale.

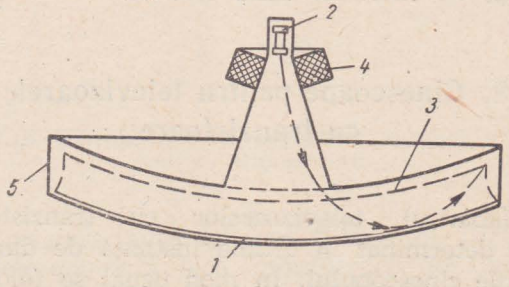


Fig. 7.21. Cinescopul cu deflexie-reflexie:
1 — strat conductor transparent; *2* — tun de electroni; *3* — ecran special; *4* — sistem de deflexie; *5* — incinta vidată.

Sistemul de deflexie *4* produce o deflexie de 25—35°. În corpul cinescopului *5* se află ecranul special *3* acoperit cu un strat luminofor semiconductor. Partea frontală *1* este acoperită în interior cu un strat transparent bun conducător, conectat la același potențial ca și catodul, astfel că electronii accelerați sînt reflectați de pe suprafața *1* și atrași de ecranul *3*.

Deocamdată strălucirea acestui tip de ecran este mai mică decît strălucirea cinescoapelor normale, deoarece fasciculul de electroni pierde din viteză la trecerea prin zona centrală a ecranului *3*, în schimb contrastul imaginii obținute este mulțumitor. Dimensiunea axială a acestui cinescop este cuprinsă între 100 și 150 mm.

9. Schema completă a unui televizor tranzistorizat

Performanțele televizorului [3, 6] ce urmează să se analizeze pot fi comparate cu caracteristicile unui televizor de clasă înaltă cu tuburi electronice. Schema de principiu e prezentată în fig. 7.25.

În televizor se folosesc 23 de tranzistoare, 12 diode, 2 tuburi redresoare de înaltă tensiune și un cinescop cu diagonala ecranului de 36 cm și deflexia de 70°. Alimentarea întregului aparat se face din 10 acumulatoare CdNi (12 V, 5 Ah), iar consumul maxim este de 25 W. Cinescopul lucrează la o tensiune anodică de 11 kV cu un curent de 100 μA.

Blocul de înaltă frecvență funcționează pe 12 canale (49—223 MHz). La frecvența de 213 MHz, amplificarea atinge 18 dB la un zgomot de 12 dB, iar la frecvența canalului 1 : 28 dB, respectiv 7 dB. Tranzistorul T_1 funcționează ca amplificator de *ÎF*, în schema *EC* și este neutrodinat cu un condensator de 68 pF. Sensibilitatea blocului de *IF* se poate varia în trei trepte (comutatorul C_1).

Oscilațiile produse în tranzistorul T_2 sînt aplicate la baza etajului de amestec T_3. La frecvența de 258 MHz, etajul T_2 debitează o putere de 1,5—2 mW. Stabilitatea oscilatorului este asigurată de schema *BC* și termostabilizarea în c.c. folosită. Etajul de amestec în schema *EC* are avantajul unei bune amplificări de conversie. În fig. 7.22 sînt date: diagrama amplificării și a factorului de zgomot (*a*) și curba sensibilității funcție de frecvență (*b*).

Amplificatorul comun de FI cu banda de 4,5 MHz lucrează cu 3 etaje (T_4, T_5, T_6). Amplificarea de putere a celor 3 etaje este 60—65 dB la 45 MHz. Sensibilitatea amplificatorului este controlată de tensiunea de *RAA* în limitele 0...—55 dB. Tranzistoarele utilizate au o frecvență limită de 200 MHz astfel că în schema *EC* se obține o amplificare mare și stabilă. Amplificarea semnalului de la intrare și pînă la detectorul video este de 75—80 dB, astfel că după detecția video se obține o tensiune de 0,4—0,7 V.

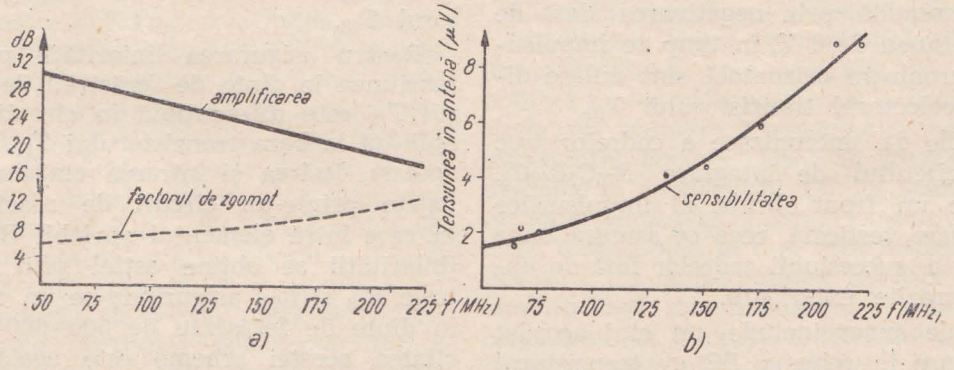


Fig. 7.22. Caracteristicile blocului de înaltă frecvență:
a — variația amplificării și a factorului de zgomot cu frecvența; *b* — variația sensibilității cu frecvența.

Amplificatorul video și selectorul impulsurilor de sincronizare. Primul etaj T_7 funcționează ca repetor pe emitor (schema *CC*) și primește la bază semnalul complex video cu amplitudinea de 0,4—0,7 V. Din circuitul co-

Arhiva digitala SaDAng

lectorului se obține tensiunea de *RAA* (2–3 V), pentru care tranzistorul T_7 lucrează ca amplificator de c.c., și frecvența intermediară diferență ce atacă canalul de sunet.

Preamplificatorul video T_7 primește tensiunea de alimentare de 24 V de la o priză a transformatorului de linii; locul prizei asigură valoarea necesară a tensiunii de *RAA*. Tensiunea de reglare reprezintă diferența dintre tensiunea de alimentare de 12 V a etajelor amplificatorului de *FI* și căderea de tensiune pe rezistența R_2, care în funcție de mărimea semnalului detectat variază în jurul valorii de referință de 10 V. Etajele T_8 și T_9 sînt conectate și alimentate în serie cu tensiunea de −75 V, ceea ce face posibilă obținerea unei tensiuni video de 50–60 V vîrf la vîrf. Detaliile funcționale ale amplificatorului video au fost analizate în prima parte a capitolului (fig. 7.10). Cinescopul este comandat pe grilă, în timp ce catodul este conectat la masă.

Selectorul sincrosemnalului complex de sincronizare folosește tranzistorul special pentru comutație T_{10} care lucrează ca limitator de amplitudine în schema *EC*. Deoarece semnalul video luat de pe colectorul etajului final video ar fi prea mare, se folosește divizorul de tensiune $R_{11}R_{12}R_{13}$ și circuitul $C_5R_{14}C_6$, astfel că la baza tranzistorului T_{10} se aplică o tensiune video de 4 V vîrf la vîrf. Fixarea punctului de funcționare al tranzistorului T_{10} rezultă prin negativarea dată de $R_{15}C_4$ de la sursa de 6 V, în timp ce impulsurile de sincronizare orizontală sînt culese direct de la colectorul tranzistorului T_{10}.

Impulsurile de sincronizare a cadrelor trec întîi prin circuitul de integrare $R_{16}C_7R_{17}C_8$, obținîndu-se un front abrubt al impulsurilor de sincronizare verticală, ceea ce asigură buna stabilitate a succesiunii cadrelor față de impulsurile parazite exterioare.

Canalul de sunet include un etaj acordat de amplificare în schema *EC* cu tranzistorul T_{11} urmat de etajul amplificator-limitator cu tranzistorul T_{12}. Semnalul de frecvență intermediară de 4,5 MHz este luat din circuitul colectorului tranzistorului T_7 și aplicat capacitiv circuitului acordat $L_{21}C_{21}$. Adaptarea impedanțelor se realizează prin bobinele de cuplaj L_{22} și L_{24}. Primul etaj T_{11} are o amplificare de 35 dB la frecvența de 4,5 MHz și o lărgime de bandă de 300 kHz. Tranzistorul T1657 are o amplificare $\beta = 50$ și frecvența limită $f_\alpha = 100$ MHz, iar $f_{max.osc} = 300$ MHz.

Etajul limitator (T_{12}) are punctul de funcționare astfel stabilit, încît la colector se obține o amplitudine constantă a semnalului modulat în frecvență.

Discriminatorul semnalului modulat în frecvență funcționează cu diodele D_2 și D_3 și este urmat de preamplificatorul de audiofrecvență T_{13} și etajul final $T_{14}T_{15}$ care asigură o putere de ieșire de 0,25 W. Amplificarea globală a canalului de sunet ajunge la 70–80 dB: primul etaj T_{11} +35 dB; limitatorul T_{12} +20 dB; discriminatorul (D_2, D_3) −35 dB; desaccentuarea −5 dB și amplificatorul de audiofrecvență +60 dB.

Baleiajul vertical se compune din oscilatorul blocat T_{16} care comandă etajul schimbător de impedanță T_{17} în schema *CC*, urmat de etajul final în clasa A (T_{18}). Etajul al doilea din blocul de baleiaj vertical T_{17} are o rezistență mare de intrare, deci o sarcină redusă pentru oscilator și o rezistență mică de ieșire prin care se realizează adaptarea impedanței cu etajul final de putere.

Tranzistorul din etajul final trebuie să prezinte o bună liniaritate a funcției $\beta = f(I_C)$, pentru a asigura liniaritatea pe verticală a imaginii. Bobinele de deflexie verticală (inductanța 9 mH) sînt conectate în paralel cu bobina de șoc $L_ș$ ($L = 300$ mH, $r = 210\ \Omega$), care asigură o sarcină constantă pentru colectorul T_{18}.

Pentru asigurarea liniarității pe verticală, tensiunea în dinte de ferăstrău de pe colectorul T_{18} este diferențiată în circuitul $R_{18}C_9$ și aplicată la baza tranzistorului T_{17}. În afară de aceasta, ieșirea și intrarea etajului final sînt legate printr-un circuit de reacție negativă în care intră elementul variabil R_{20}. Reglarea liniarității se obține astfel prin potențiometrele R_{18} și R_{20}, asigurîndu-se un curent liniar în dinte de ferăstrău de 500–600 mA. Liniaritatea acestei scheme este egală cu cea a unui etaj final cu pentodă și 2 circuite de reacție negativă.

Dimensiunea imaginii pe verticală depinde de curentul etajului final și se reglează cu potențiometrul R_{21} de 5 kΩ, care este rezistența de sarcină a tranzistorului 2N223. Este un reglaj de amplitudine obținut prin dozarea semnalului aplicat la baza tranzistorului T1337. Punctul inițial de funcționare al

tranzistorului T_{18} se stabilește prin potențiometrul R_{19}.

Blocul de baleiaj orizontal cuprinde oscilatorul de comandă T_{19}, preamplificatorul T_{20}, etajul defazor T_{21}, și etajul final T_{22}, T_{23}. Ca oscilator lucrează tranzistorul T_{19} care îndeplinește două importante cerințe pentru funcționarea ca generator al impulsurilor de linii:

— curentul termic rezidual I_{CBO} este foarte mic și are o derivă redusă cu temperatura, ceea ce asigură stabilitatea parametrilor pînă la 55—60°C;

— amplificare β mare și constantă pînă la frecvența de 100—120 kHz (f_α =2,5 MHz).

Tensiunea de lucru este redusă prin rezistența R_{22} la 6 V. Frecvența oscilațiilor de relaxare depinde de curentul bazei (poziția potențiometrelor de reglare R_{23} și R_{24}) și de tensiunea de polarizare care apare ca rezultat al acțiunii comparatorului de fază. Circuitul L_2C_{10} acordat pe frecvența liniilor mărește stabilitatea oscilatorului la influența paraziților de tip impuls. Impulsurile de linie cu polaritate pozitivă sînt aplicate în primar transformatorului de cuplaj Tr_1, în secundar rezultînd impulsurile de polaritate negativă care asigură funcția de comutator a etajului de preamplificare T_{20}. Grupul C_{11} R_{25} din circuitul de polarizare al bazei fixează punctul de funcționare pe caracteristica de intrare, respectiv momentul de deblocare al tranzistorului de către partea negativă a semnalului. Cu ajutorul transformatorului Tr_2, polaritatea semnalului se schimbă iarăși, semnalul fiind aplicat la intrarea etajului defazor T_{21}. Acest tranzistor cu timp scurt de comutație asigură puterea necesară excitării etajului final. Timpul scurt de comutație este necesar pentru a reduce pierderile datorite proceselor tranzitorii în tranzistoarele T_{21},T_{22},T_{23}. În funcție de timpul de comutație, aceste pierderi pot fi 3—5% sau 15—20% din puterea comutată, în afară de pierderile de 5—6% datorită căderii de tensiune pe porțiunea colector-emitor a acestor tranzistoare. Astfel pierderile totale în tranzistor pot fi de 8—10%, în cazul tranzistoarelor cu front abrupt de comutație, și 20—25% din puterea comutată, în cazul tranzistoarelor cu pantă mică de comutație. Aceste pierderi determină puterea ce poate fi comutată de tranzistor.

În concluzie, cu două tranzistoare cu putere disipată admisă ($P_{c.max}$), egală, dar cu proprietăți diferite de comutație, se pot comuta puteri diferite și anume: în tranzistorul cu timp scurt de comutație apar pierderi mici, ceea ce permite încărcarea tranzistorului cu o putere comutată de 10—12 ori mai mare decît puterea disipată admisă maximă, iar în tranzistorul cu comutație lentă, coeficientul acestei supraîncărcări convenționale se reduce la 3—4.

Etajul final de linii funcționează cu două tranzistoare de putere conectate în serie. Tensiunea maximă admisă între emitor și colector este de 55 V pentru fiecare tranzistor. În acest fel tensiunea inversă maximă în timpul cursei inverse (de ordinul a 90—100 V) este suportată fără străpungerea joncțiunilor. Comanda tranzistoarelor este asigurată de transformatorul Tr_3. În circuitul de colector T_{22} se află impedanța de sarcină compusă din bobinele de deflexie orizontală și primarul transformatorului de baleiaj, în care impulsurile de tensiune ale cursei inverse sînt folosite pentru producerea tensiunii înalte de 11 kV. Transformarea directă la tensiunea de 11 kV este dificilă și de aceea se folosește o dublare de tensiune cu folosirea a două tuburi redresoare. De pe secundarul transformatorului de linii se obțin prin redresare și celelalte tensiuni auxiliare: +24 V, și +300 V. Tensiunea de −75 V (E) se obține din etajul final de linii. Principiul de funcționare al etajului final de linii este reprezentat prin diagramele date în fig. 7.23.

Cînd întrerupătorul S este închis, curentul I_L în circuit crește exponențial (fig. 7.23, *b*). Panta porțiunii t_0—t_1 depinde de inductanța bobinei L, iar valoarea finală a curentului depinde de valoarea componentei active R_s a impedanței bobinei. Dacă în momentul t_1 se deschide S, în circuitul LC va apare o oscilație amortizată (fig. 7.23, *c*). Curentul I_L scade după o sinusoidă la 0 și apoi atinge o valoare negativă cu amplitudinea aproape egală cu amplitudinea din momentul t_1. Simultan, pe condensatorul C apare o tensiune a cărei amplitudine depinde de raportul L/C. În momentul t_2, care corespunde semiperioadei curentului, tensiunea a atins valoarea 0 și trece în domeniul valorilor pozitive, dioda D conduce și scurtcircuitează bornele condensatorului C; energia înmagazinată în L trece înapoi în baterie recuperîndu-se astfel o mare parte din energia înmagazinată în L, în perioada t_0—t_1. Producerea unei tensiuni liniare în dinte de ferăstrău cu o pierdere minimă de

Arhiva digitala SaDAng

energie este tocmai rolul de bază al etajului de baleiaj orizontal.

În etajele finale de baleiaj, tranzistoarele preiau funcția comutatorului *S*, dar față de

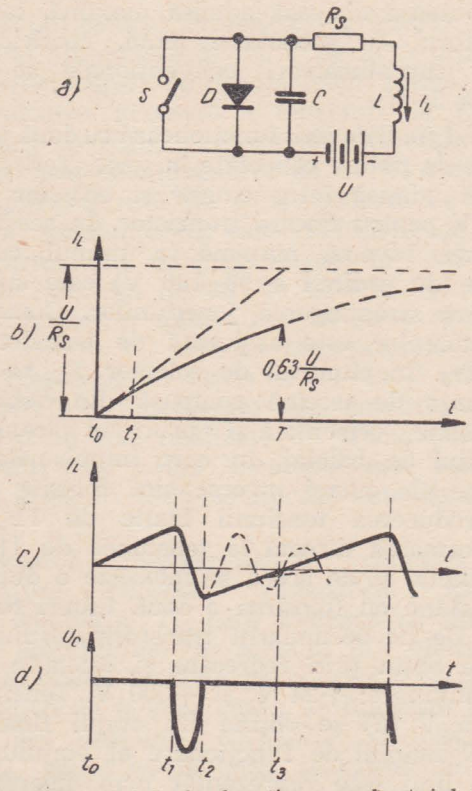


Fig. 7.23. Principiul de funcționare al etajului final pentru baleiajul de linii:

a — schema echivalentă; *b* — variația curentului prin bobină la închiderea întrerupătorului *S*; *c* — variația curentului prin bobină la închiderea și deschiderea repetată a întrerupătorului *S*; *d* — variația tensiunii la bornele capacității.

o comutație ideală timpul de comutație al tranzistoarelor are o oarecare durată determinată de timpul de trecere al purtătorilor de sarcină. Din momentul în care tranzistorul este deschis pînă cînd devine blocat, curge un curent tranzitoriu care produce pierderi suplimentare în tranzistor. Pentru scurtarea timpului de comutație și reducerea pierderilor în etajul final este necesară mărirea amplitudinii semnalului care comandă acest etaj, ceea ce înseamnă o putere mai mare a etajului defazor. O altă posibilitate de a reduce timpul de comutație este de a păstra cît mai mică impedanța de ieșire a tranzistoarelor în situația „deschis".

În etajul final de linii, pentru asigurarea liniarității de explorare, este obligatorie folosirea a două tranzistoare cu caracteristici identice, cu variații identice ale funcției $\beta = f(I_C)$. Curentul maximal de impuls în etajul final ajunge la 5 A, iar tensiunea maximă inversă, la 100 V. Această tensiune inversă este folosită pentru producerea tensiunii anodice de 11 kV. Pentru ameliorarea randamentului transformatorului de linii, din dimensionare, rezonanța proprie a transformatorului este fixată la 150 kHz (armonica a 3-a a frecvenței cursei inverse).

Folosirea a două tranzistoare în etajul final de linii a fost o soluție de tranzit; actualmente tranzistoarele de putere cu siliciu suportă tensiuni inverse de 140 V și au bune proprietăți de comutație la frecvențe relativ înalte. Aceste proprietăți, precum și stabilitatea termică a parametrilor, caracteristică tranzistoarelor cu siliciu, fac posibilă realizarea etajelor finale de baleiaj orizontal pentru cinescoape de 43—53 cm cu un singur tranzistor.

Schema blocului de alimentare nu este reprezentată în schema completă a televizorului. Această schemă se reprezintă în fig. 7.24.

Încărcarea acumulatoarelor de la rețea se face cu întrerupătorul în poziția *I*. Diodele redresoare sînt conectate în paralel iar rezistența *R* limitează curentul de încărcare la 0,5 A. Pentru funcționarea televizorului, întrerupătorul se comută în poziția *II*. Filamentul cinescopului este alimentat la tensiunea de 6 V, consumul fiind 0,55 A.

Performanțele televizorului descris sînt egale cu cele ale televizoarelor de clasă înaltă cu tuburi electronice. Sensibilitatea ridicată

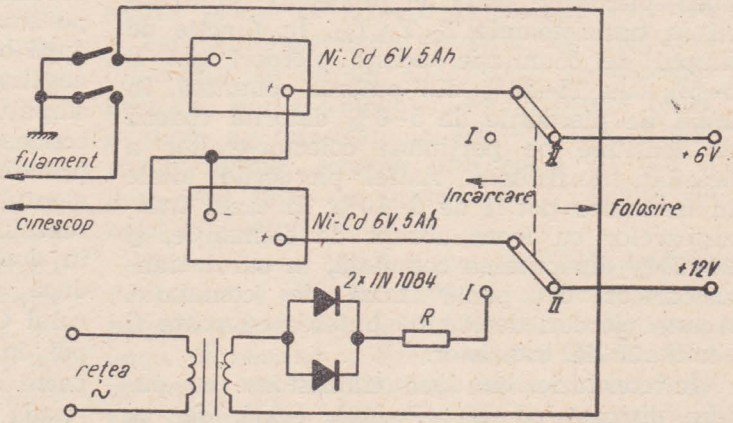


Fig. 7.24. Alimentarea unui televizor tranzistorizat.

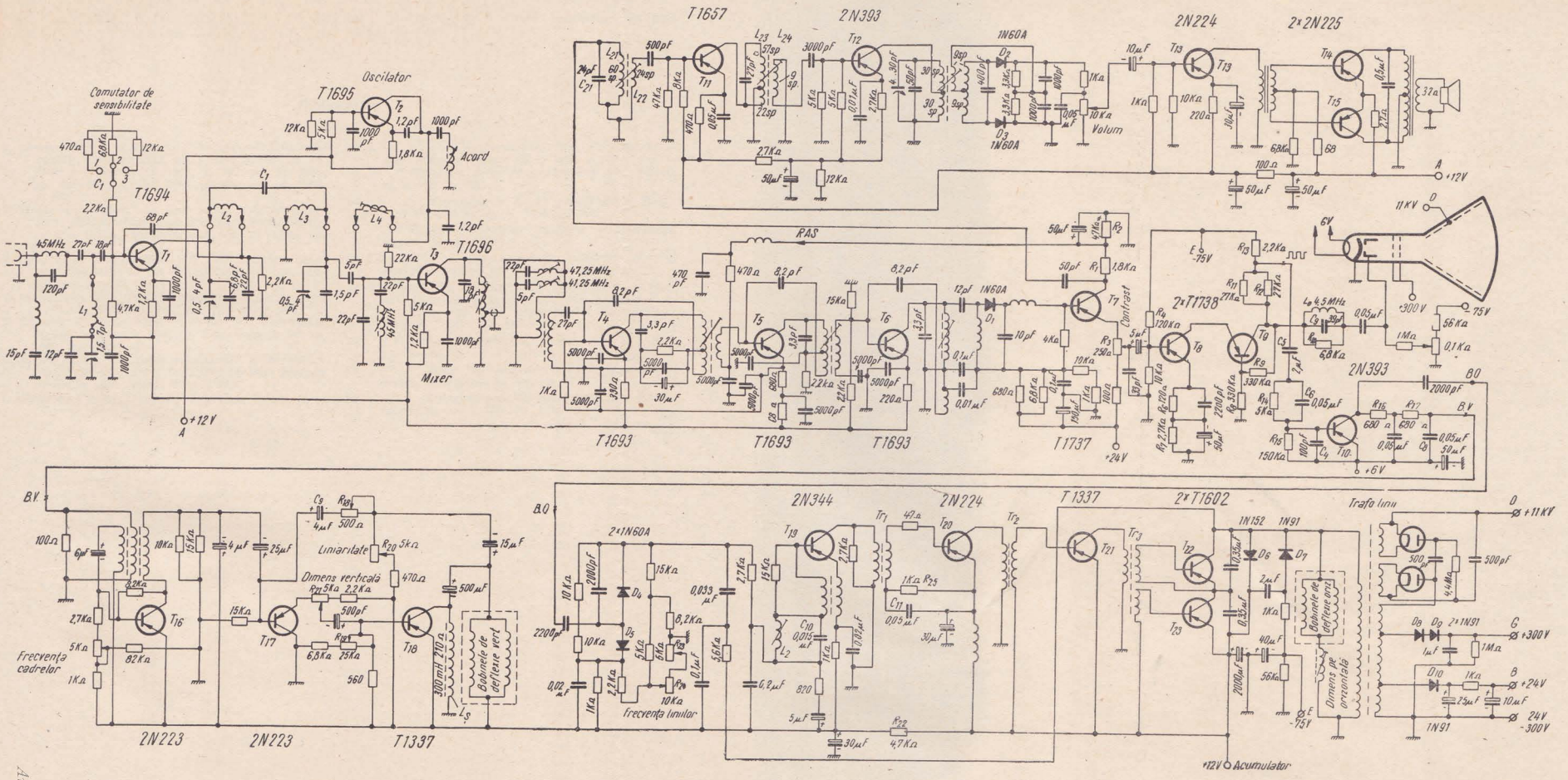


Fig. 7.25. Schema completă de principiu a unui televizor tranzistorizat.

Arhiva digitala SaDAng

a permis recepţia emisiunilor unui post situat la o distanţă de 165 km cu antenă de recepţie al cărei cîştig a fost de 16,2 dB. S-a obţinut o definire a imaginii de 350 linii pe orizontală şi 400 linii pe verticală, ceea ce corespunde unei sensibilităţi reale de 50—60 μV.

În fig. 7.25 (v. planşa) se reprezintă schema de principiu a unui televizor complet tranzistorizat.

Bibliografie

1. *Lennartz W. u. Taeger W.*, Transistor-Schaltungstechnik, Funk-technik, nr. 1, 1959, p. 53; nr. 20, 1959, p. 735; nr. 21, 1959, p. 799; nr. 17, 1959, pp. 631—632; nr. 10, 1960, p. 378; nr. 16, 1959, p. 586.
2. *Spies W.*, „Safari", — Der erste volltransistorisierte Fernsehempfünges aus des serienfertigung in den U.S.A., Funk-technik, nr. 20, 1959, pp. 728—730.
3. *Gray C. R. u. Guenther P. W.*, Ein transistorisierter Direktsicht — FS — Empfänger, Funk-technik, nr. 1, 1960, pp. 7—8; nr. 2, 1960, pp. 41—42.
4. *Diefenbach W.*, Transistorisierte Empfänger des Auslands, Funk-technik, nr. 7, 1960, p. 207.
5. *Schmitz W.*, Eine neue Bildröhre mit elektrostatischer Ablenkverstärkung, Funk-technik, nr. 12, 1960, pp. 454—456.
6. *Juster F.*, Un téléviseur commercial à transistors réalisable en France, Radioélectronique proffessionnelle, Jan., Febr., Mars., 1961.
7. Пухтенко А., Телевизор Кристалл, Радио, № 1, 1960, p. 39.
8. Хохлов Б., Видеоусилитель на полупроводниковых триодах, Радио, № 1, 1960, p. 42.
9. * * * Кинескоп с углом отклонения 170, Радио, № 3, 1960, p. 60.
10. *Tolk A.*, Transistoren în TV-Empfängern, Radio und Fernsehen, nr. 8, 1959, p. 252.
11. * * * Полупроводниковые приборы в телевизоре, Радио, № 8, 1959, p. 61.
12. Гершзон Е., Кольцов В., Телевизор на п. п. триодах, Радио, № 11, 1958, p. 23.
13. Каррол Дж., Электронные схемы на п. п. триодах (перевод с английского под редакцией А. А. Соколова) Из. Иностранной литературы Москва, 1959, pp. 110—120.
14. * * * Плоские кинескопы, Радио, № 12, 1957, pp. 55—56.
15. * * * Novy typ televiznich obrazovek, Amaterske Radio, nr. 3, 1961, p. 77.
16. * * * Tranzisztoros TV-Hangolóegység, Rádiotechnika, nr. 4, 1961, p. 127.

VIII

Magnetofoane cu tranzistoare

1. Generalități

Magnetofoanele cu tranzistoare nu se deosebesc în principiu de obișnuitele magnetofoane cu tuburi electronice.

În afară de magnetofoanele profesionale cu redare de înaltă fidelitate, întrebuințarea tranzistoarelor în acest domeniu este avantajoasă și pentru magnetofoanele portabile independente de rețeaua de alimentare, deosebit de practice și economice pentru muzică, reportaj, informație și cercetare științifică.

Aceste magnetofoane de dimensiuni reduse, cu alimentare autonomă se compun din următoarele părți:

— mecanismul de antrenare a benzii;

— amplificatorul universal de inregistrare-redare;

— sistemul de ștergere și premagnetizare a benzii;

— traductorul electro-acustic.

Caracteristicile principale ale magnetofoanelor tranzistorizate

Banda magnetică purtătoare a semnalului de audiofrecvență este antrenată de un motor de curent continuu cu puterea utilă de 0,1—0,5 W la ax, a cărui turație este menținută relativ constantă printr-un regulator centrifugal sau printr-un sistem ameliorat de regulator cu stabilizare electronică a turației folosind un tranzistor. Viteză uzuală a benzii la magnetofoanele portabile cu tranzistoare este: 19,05; 9.5 și 4,75 cm/s, iar sistemul mecanic de cuplare permite derularea benzii cu o viteză de 2—3 ori mai mare decît la înregistrare sau redare. Înregistrarea se face pe două sau patru piste, mărindu-se în acest fel volumul informației reținute. Pentru înregistrare și redare se folosește un cap magnetic universal. Polarizarea magnetică a benzii (premagnetizarea) se obține cu ajutorul unei tensiuni alternative cu frecvența de 30—60 kHz obținută de la un oscilator de înaltă frecvență; în unele cazuri se folosește premagnetizarea în curent continuu.

Ștergerea benzii are loc în cîmpul demagnetizant al unui cap de ștergere alimentat de la oscilatorul de înaltă frecvență sau — la magnetofoanele miniatură — în cîmpul unui magnet permanent.

Amplificatorul de întregistrare-redare cu tranzistoare asigură amplificarea necesară a tensiunii de audiofrecvență la un raport semnal-zgomot convenabil. Caracteristica de frecvență a amplificatorului universal asigură compensarea pantei de 6 dB/octavă a caracteristicii de frecvență a capului universal, atît la înregistrare cît și la redare. Dinamica amplificatorului universal, la ambele funcțiuni — sensibilitatea la intrare și factorul de distorsiuni neliniare și de frecvență ale magnetofoanelor portabile cu tranzistoare — corespunde necesităților curente.

În capitolul de față se vor analiza schemele părților componente, precum și schemele complete ale unor magnetofoane portabile cu tranzistoare.

2. Oscilatoare de înaltă frecvență pentru magnetofoane

Oscilatoarele de înaltă frecvență din magnetofoane servesc pentru ștergerea (demagnetizarea) și premagnetizarea benzii în timpul în-

Arhiva digitala SaDAng

registrării. În magnetofoanele cu tranzistoare, oscilatoarele produc o tensiune nesinusoidală ultrasonoră cu frecvenţa de 30–60 kHz. Se impun condiţii destul de severe pentru simetria impulsurilor şi reducerea armonicelor superioare pare ale frecvenţei fundamentale. În mod obişnuit, schemele electrice ale oscilatoa-

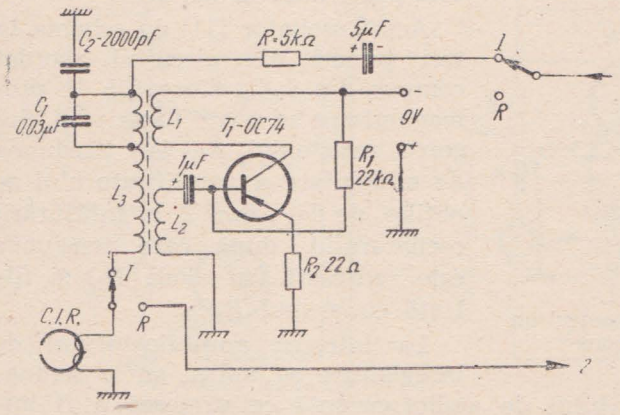


Fig. 8.1. Oscilator pentru premagnetizarea benzii la înregistrare:
1 — de la etajul final de audiofrecvenţă (la imprimare); *2* — spre amplificatorul universal (la redare); *I* — imprimare; *R* — redare.

relor sînt bazate pe autoexcitaţie. Pentru cerinţele impuse se potrivesc oscilatoarele blocate cu autoexcitaţie cu 1 sau 2 tranzistoare, la care tensiunea de ieşire se culege de pe o înfăşurare suplimentară a transformatorului. Schemele concrete ale unor oscilatoare sînt arătate în fig. 8.1, 8.2, 8.3 şi 8.4.

În schema din fig. 8.1, L_1 este înfăşurarea colectorului, L_2 — bobina de reacţie, iar L_3 — secundarul de la care se obţine tensiunea de ieşire. Frecvenţa oscilaţiei este determinată de capacităţile parazite între L_1 şi L_2. Regimul de curent continuu al tranzistorului este stabilizat prin rezistenţele R_1 de polarizare a bazei şi R_2 de reacţie negativă în circuitul emitorului. Pentru reducerea armonicelor superioare, înfăşurarea L_3 este şuntată de condensatorul C_1. Condensatorul C_2 pune la masă (în curent alternativ) un capăt al înfăşurării L_3. În acest montaj [3], ştergerea benzii se face cu magnet permanent cu scopul de a reduce puterea oscilatorului.

Schema din fig. 8.2 reprezintă un generator blocat clasic cu autoexcitaţie, frecvenţa de oscilaţie (30 kHz) fiind determinată de elementele L_1C_1. Bazele tranzistoarelor sînt negativate de pe divizorul de tensiune R_1R_2. Capătul secundarului este pus la masă prin condensatorul C_2 [8].

În schema din fig. 8.3, reacţia se obţine prin cuplarea capacitivă a colectorului unui tranzistor cu baza celuilalt [4]. În acest fel, distorsiunile de frecvenţă sînt foarte mici, iar armonica a doua este mult atenuată. Negativarea bazelor se asigură prin rezistenţele R_1 şi R_2. În această schemă, tensiunea de ştergere se aplică nemijlocit capului de ştergere *CŞ*, iar tensiunea de premagnetizare se închide în circuitul L_3C_2, *CIR*, $C_3R_3C_4$.

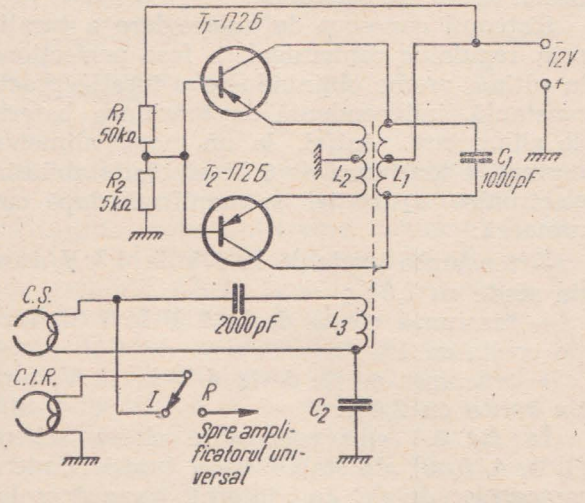


Fig. 8.2. Oscilator pentru premagnetizare şi ştergere: *I* — înregistrare; *R* — redare; *CŞ* — cap ştergere; *CIR* — cap înregistrare-redare.

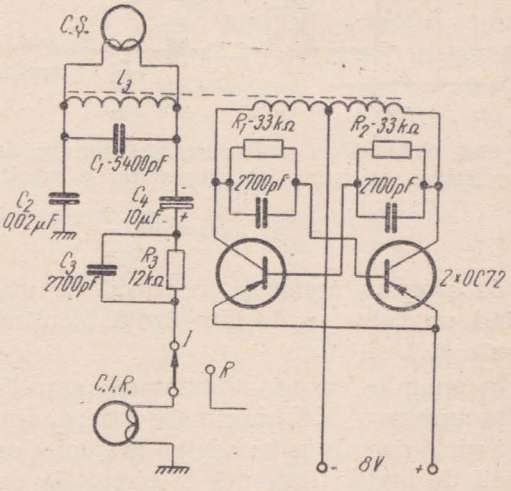


Fig. 8.3. Oscilator pentru premagnetizare şi ştergere: *I* — înregistrare; *R* — redare; *CŞ* — cap ştergere.

Schema din fig. 8.4 se folosește pentru dictafoane [7]. Aici frecvența tensiunii de ștergere este de 20 kHz. Sarcina oscilatorului o constituie capul universal de imprimare, redare și ștergere, cu două înfășurări și două întrefieruri active.

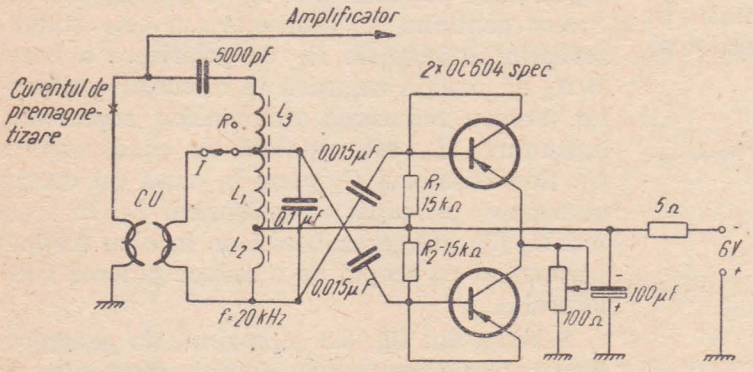


Fig. 8.4. Oscilator pentru premagnetizare și ștergere pentru un cap universal (*CU*) de imprimare, redare și ștergere.

În schemele acestor oscilatoare, valoarea tensiunii de ieșire la bornele înfășurării L_3 se calculează din condiția ca în circuitul de utilizare să se asigure curenții de premagnetizare

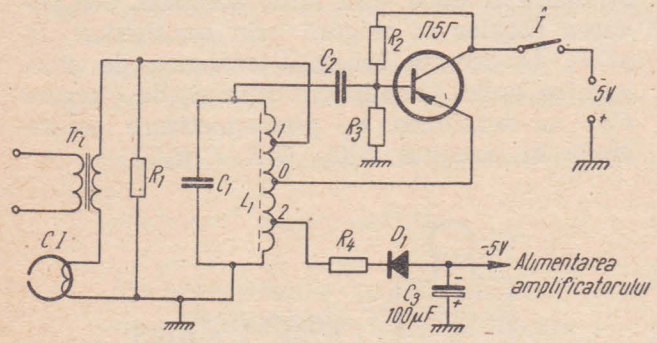


Fig. 8.5. Schemă cu utilizarea oscilatorului de premagnetizare ca sursă de alimentare a amplificatorului:
CI — cap înregistrare.

și de ștergere nominali, circuitul de utilizare având un caracter de impedanță (conține elemente *R*, *L* și *C*).

În anumite cazuri, alimentarea amplificatorului universal de imprimare-redare din aceeași sursă duce la pătrunderea armonicelor tensiunii de înaltă frecvență în circuitele de amplificare, ceea ce mărește nivelul de zgomot. Filtrele *LC* ce ar putea fi utalizate sînt voluminoase și neeconomice. Rezolvarea acestei probleme constă în folosirea oscilatorului de premagnetizare-ștergere și pentru alimentarea amplificatorului. Evident că tensiunea cu frecvență de 30—60 kHz trebuie redresată și filtrată. O schemă interesantă în care se aplică acest principiu este prezentată în fig. 8.5.

Acest oscilator [11] cu schema în trei puncte are circuitul acordat compus din L_1C_1. Curentul de premagnetizare se poate varia prin alegerea rezistenței R_1, iar tensiunea de alimentare a amplificatorului se obține de la priza 2 a înfășurării oscilatorului, după care tensiunea este redresată (cu dioda D_1) și filtrată cu grupul R_4C_3.

La intrarea amplificatorului de înregistrare se aplică sursa semnalului de audiofrecvență ce urmează a fi imprimat, ștergerea făcîndu-se cu un magnet permanent.

3. Stabilizarea electronică a turației micromotoarelor de curent continuu pentru magnetofoane

Variațiile de viteză ale benzii trebuie limitate la valori foarte mici: $\pm$ 0,3% la $v = 19{,}05$ cm/s și $\pm$ 0,5% la $v = 9{,}5$ cm/s, pentru ca variațiile de frecvență datorită accelerațiilor benzii să nu fie sesizabile.

Sistemul cunoscut de autoreglare a turației prin regulator centrifugal a fost perfecționat în ultima vreme obținîndu-se o turație practic constantă, independentă de tensiunea bateriei de alimentare. Astfel, la un motor alimentat normal la tensiunea de 6 V, efectul stabilizării electronice a turației se manifestă după cum urmează:

— tensiunea scade de la 6 V la 4,3 V, turația scade cu 2,8%;

— tensiunea crește de la 6 V la 7 V, turația crește cu 1%;

— tensiunea crește de la 6 V la 12 V, turația crește cu 2,4%.

În fig. 8.6 sînt prezentate cîteva scheme [1, 3, 4, 5, 9] de stabilizare a turației micromotoarelor de *CC* cu ajutorul tranzistoarelor.

În montajele din fig. 8.6, *a* și 8.6, *b*, paralel cu rezistența R_1 din circuitul motorului de cu-

Arhiva digitala SaDAng

rent continuu, se află legată rezistența porțiunii emitor-colector a unui tranzistor. Căderea de tensiune între punctele A și B ale schemei determină curentul din motor și deci turația motorului. Motorul posedă un regulator mecanic centrifugal care comandă contactul C_c. Cînd turația motorului crește, contactul C_c se deschide și în circuitul motorului se află rezistența porțiunii AB în care intră rezistența R_1 și rezistența internă a tranzistorului. Dar rezistența internă a tranzistorului depinde de tensiunea aplicată bazei; în funcție de frecvența conectărilor și deconectărilor contactului centrifugal C_c, media patratică a curentului bazei variază între 2% și 5% din curentul motorului, ceea ce determină variația rezistenței interne a tranzistorului. În orice moment, rezistența porțiunii AB este potrivită pentru compensarea diferenței de turație față de turația nominală.

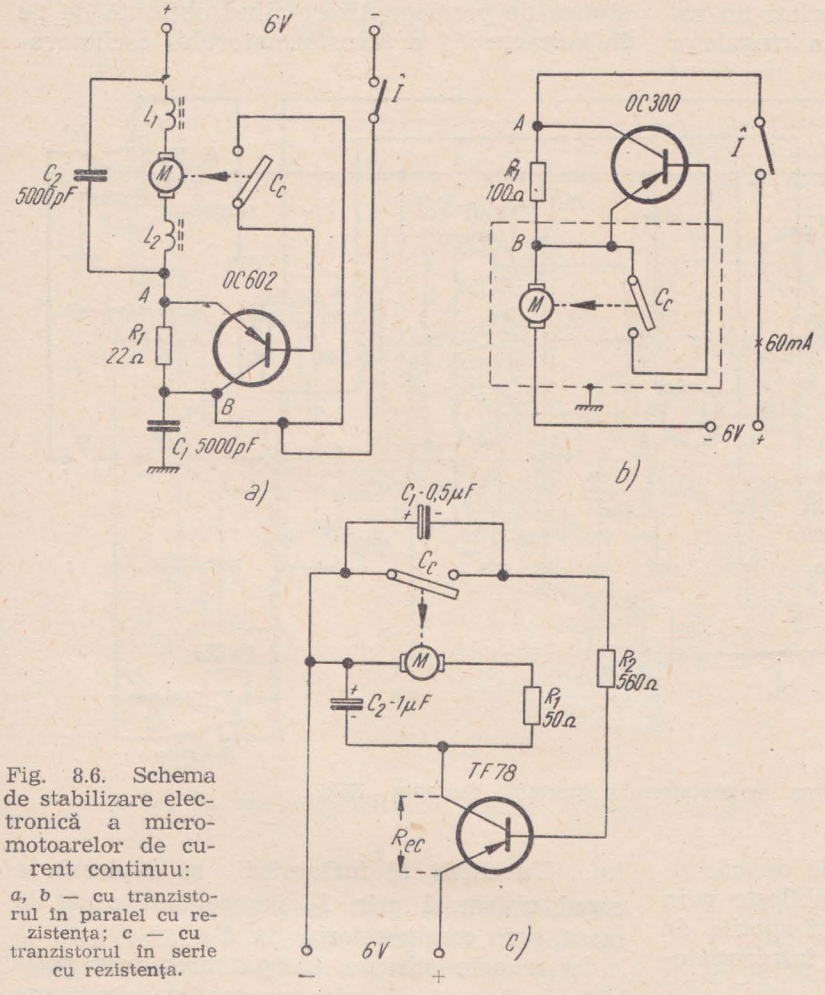


Fig. 8.6. Schema de stabilizare electronică a micromotoarelor de curent continuu:
a, b — cu tranzistorul în paralel cu rezistența; *c* — cu tranzistorul în serie cu rezistența.

În schema din fig. 8.6, *c* efectul de stabilizare a turației apare și mai clar, deoarece curentul în circuitul motorului străbate o rezistență fixă R_1 și rezistența R_{ec} a tranzistorului care este variabilă datorită polarizării intermitente a bazei prin rezistența R_2 conectată în circuitul contactului centrifugal C_c. În schemele analizate, pentru ameliorarea fenomenelor tranzitorii de comutație, se folosesc condensatoarele C_1 și C_2, precum și inductanțele de filtraj cu miez de ferită L_1 și L_2.

4. Scheme de magnetofoane cu tranzistoare

a. Pentru început, se analizează schemele a două magnetofoane simple cu tranzistoare, produse la un interval de un an de aceeași firmă (fig. 8.7 și 8.8). În aceste scheme [1, 3] se pot scoate în evidență principiile de întocmire a schemelor și tendințele de dezvoltare.

Aceste magnetofoane sînt construite compact, avînd gabaritul de 280×170×90 mm și greutatea de 2,5 kg. În ambele magnetofoane, viteza benzii este de 9,5 cm/s, iar înregistrarea se face pe două piste. La o lungime a benzii de 90 m, timpul de redare este de 2×15 minute. Înregistrarea și redarea se fac prin intermediul unui cap de imprimare-redare universal și al amplificatorului universal cu tranzistoare. La o putere de ieșire de 0,1 W, distorsiunile neliniare sînt sub 5%, iar raportul semnal-zgomot este 40 dB (100 : 1). Amplificatorul de audiofrecvență asigură atît amplificarea necesară cît și compensarea caracteristicii de frecvență a capului universal astfel că neuniformitatea caracteristicii de frecvență la redare nu depășește ±10 dB, în banda de 150–6 000 Hz.

Alimentarea se face din două grupuri de baterii (6 V — 3 Ah și 3 V — 0,15 Ah) asigurîndu-se funcționarea autonomă timp de 15—20 ore. Consumul este aproximativ de 1,3 W.

Pentru antrenarea benzii servește motorul de curent continuu (6 V — 200 mA) a cărui turație este menținută constantă printr-un regulator centrifugal sau printr-un regulator

8.7), în timp ce prin grupul $R_{14}C_8$ se obține o corecție în zona frecvențelor înalte. În această schemă, ștergerea se face cu ajutorul unui magnet permanent, așezat pe calea de rulare a benzii. În schema din fig. 8.8, premagnetizarea se face în curent alternativ (f=50 kHz), tensiunea de premagnetizare fiind obținută de pe înfășurarea L_3 a transformatorului oscilatoru-

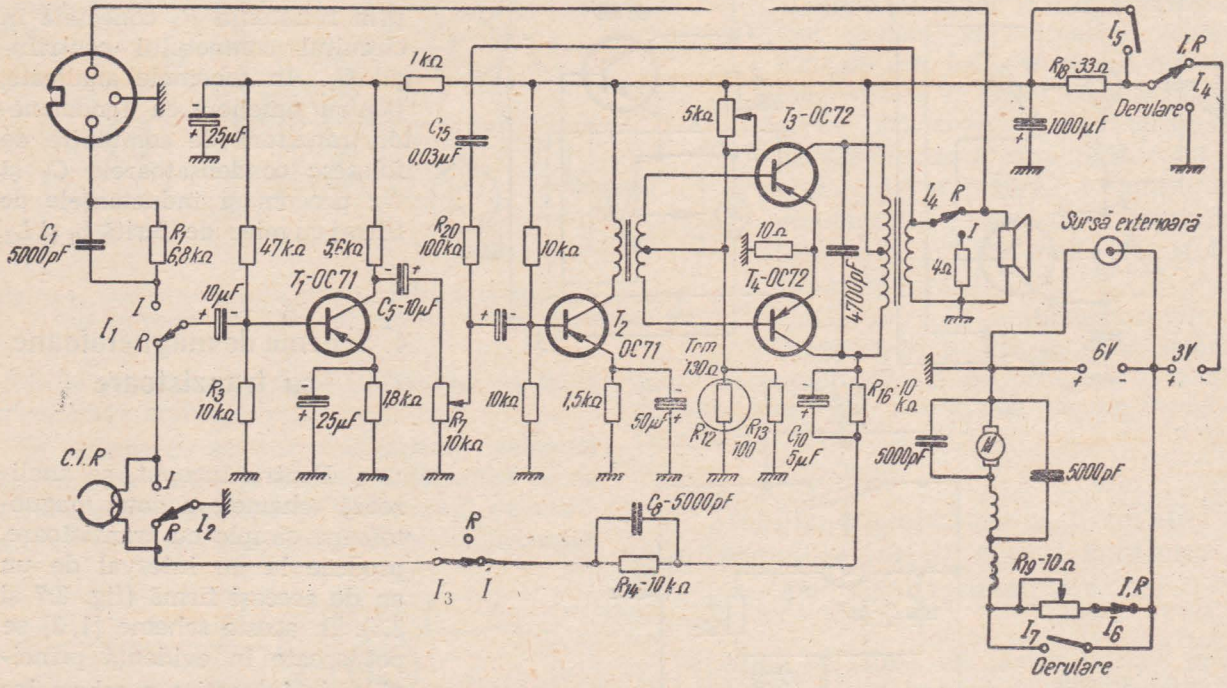


Fig. 8.7. Schema magnetofonului portabil Grundig „Niki".

centrifugal cu tranzistor. În ambele cazuri, viteza nominală de antrenare se stabilește prin rezistența R_{19}, iar obținerea vitezei sporite de derulare se face prin apăsarea pe întrerupătorul I_3.

Pentru filtrarea tensiunii de alimentare a amplificatorului și eliminarea paraziților de comutație ai motorului, în prima schemă se utilizează un filtru RC, iar în a doua schemă un filtru LC. În schema din fig. 8.7, premagnetizarea benzii magnetice se realizează în curent continuu prin aplicarea tensiunii de 8,5 V de la circuitul de alimentare capului universal. Cu rezistențele R_{14} și R_{16} se limitează curentul de premagnetizare la valoarea optimă de 0,4 mA. Tot prin acest circuit trece semnalul de audiofrecvență spre capul de înregistrare (I_3 în poziția I). Practic, la frecvențe joase, C_{10} scurtcircuitează rezistența R_{16} (fig.

lui. Un capăt al înfășurării se cuplează la capul universal prin I_3, iar celălalt capăt la masă, prin condensatorul fix C_8.

În ambele scheme, înregistrarea este posibilă de la un microfon magnetic, picup sau radio. În cazul înregistrării (I_1, I_2, I_3 și I_4 în poziția I), semnalul de audiofrecvență este aplicat la baza tranzistorului T_1 prin grupul R_1C_1 care ridică amplificarea frecvențelor înalte și totodată constituie împreună cu R_3 divizorul de tensiune al intrării amplificatorului. Semnalul amplificat (fig. 8.7) este aplicat — așa cum am mai specificat — de la primarul transformatorului de ieșire prin circuitul $C_{10}R_{16}C_8R_{10}$ și I_3, capului universal. Nivelul de înregistrare se reglează cu potențiometrul R_7. La redare, tensiunea indusă în capul universal trece prin comutatorul I_1 la intrarea

Arhiva digitala SaDAng

amplificatorului. În acest caz, cu rezistența R_7 se reglează amplificarea în limitele a 50—70 dB.

Nivelarea caracteristicii de frecvență a amplificatorului are loc pe seama reacției negative dependente de frecvență de la ieșirea transformatorului de ieșire, la baza tranzistorului T_2 ($C_{15}R_{20}$ în fig. 8.7 și $R_{26}C_{19}R_{25}C_{15}$ în fig. 8.8).

— viteza benzii 19 cm/s$\pm$0,5%; imprimare pe două piste;

— distorsiunile neliniare, max. 3%;

— gama de frecvențe 30—14 000 Hz $\pm$ 2 dB la înregistrare și 60—14 000 Hz $\pm$3 dB la redare;

— ștergerea cu înaltă frecvență la înregistrare —52 dB;

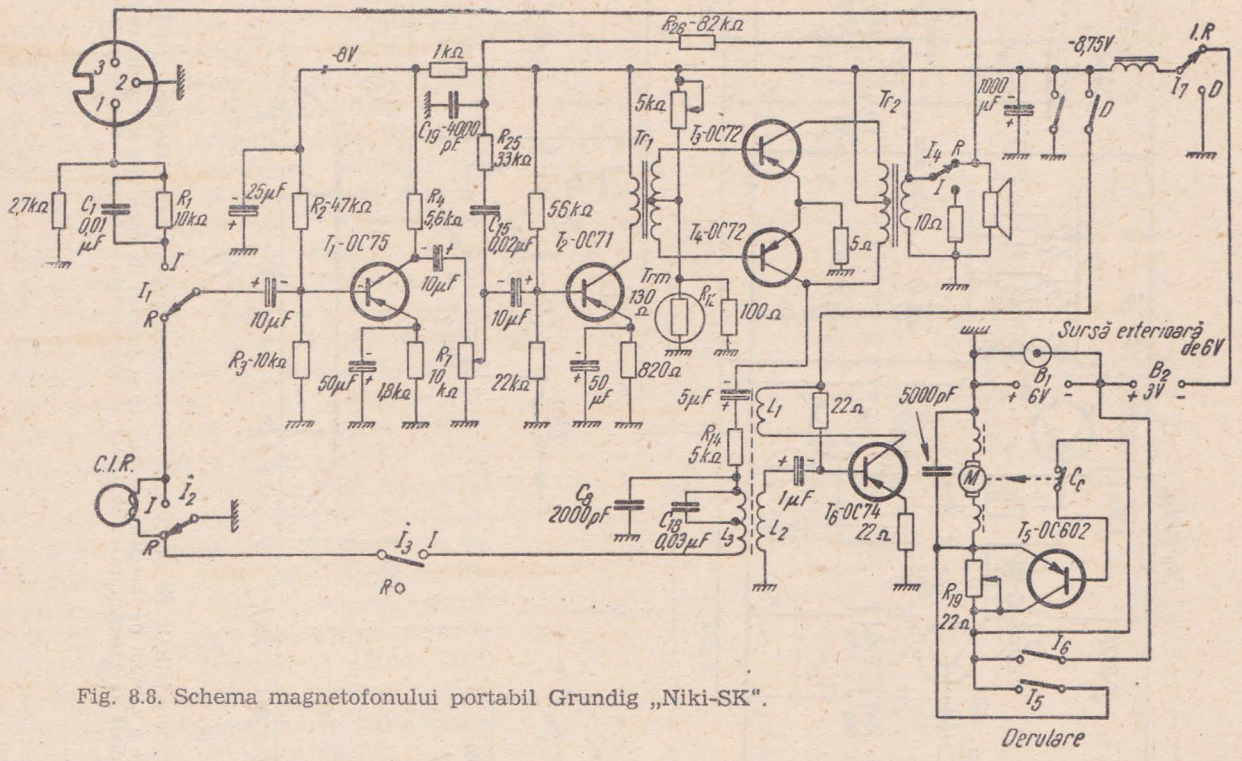


Fig. 8.8. Schema magnetofonului portabil Grundig „Niki-SK".

Ambele scheme sînt bine termostabilizate la funcționarea în curent continuu, prin divizoare de tensiune pentru polarizarea bazelor, reacții negative în emitor și termistorul R_{12} din etajul final.

În concluzie, schema din fig. 8.8 prezintă față de schema din fig. 8.7 următoarele ameliorări:

— premagnetizarea cu oscilator de înaltă frecvență;

— primul etaj folosește un tranzistor cu factor redus de zgomot;

— stabilizarea turației motorului cu tranzistor;

— filtrarea tensiunii de alimentare cu inductanță.

b. Magnetofonul miniatură de reportaj „Stellavox", de fabricație elvețiană [4], are următoarele caracteristici:

— dinamica înregistrării și a redării 50 dB;

— sensibilitatea 0,2 mV; impedanța de intrare 10 kΩ;

— tensiunea de alimentare 8 V; consum 160 mA;

— timpul de înregistrare sau redare 2×12 minute;

— dimensiuni 230×115×60 mm; greutatea totală 1,65 kg.

În fig. 8.9, *a* este dată schema electrică completă, iar în fig. 8.9, *e* și 8.9, *f*, caracteristica de frecvență.

Amplificatorul universal cu cablaj imprimat este echipat cu 5 tranzistoare. Etajul defazor alimentează cu tensiuni defazate cu 180° intrarea etajului final, care funcționează cu două tranzistoare în contratimp în clasa A. Avantajul acestei scheme constă în eliminarea transformatorului de defazare și prin aceasta

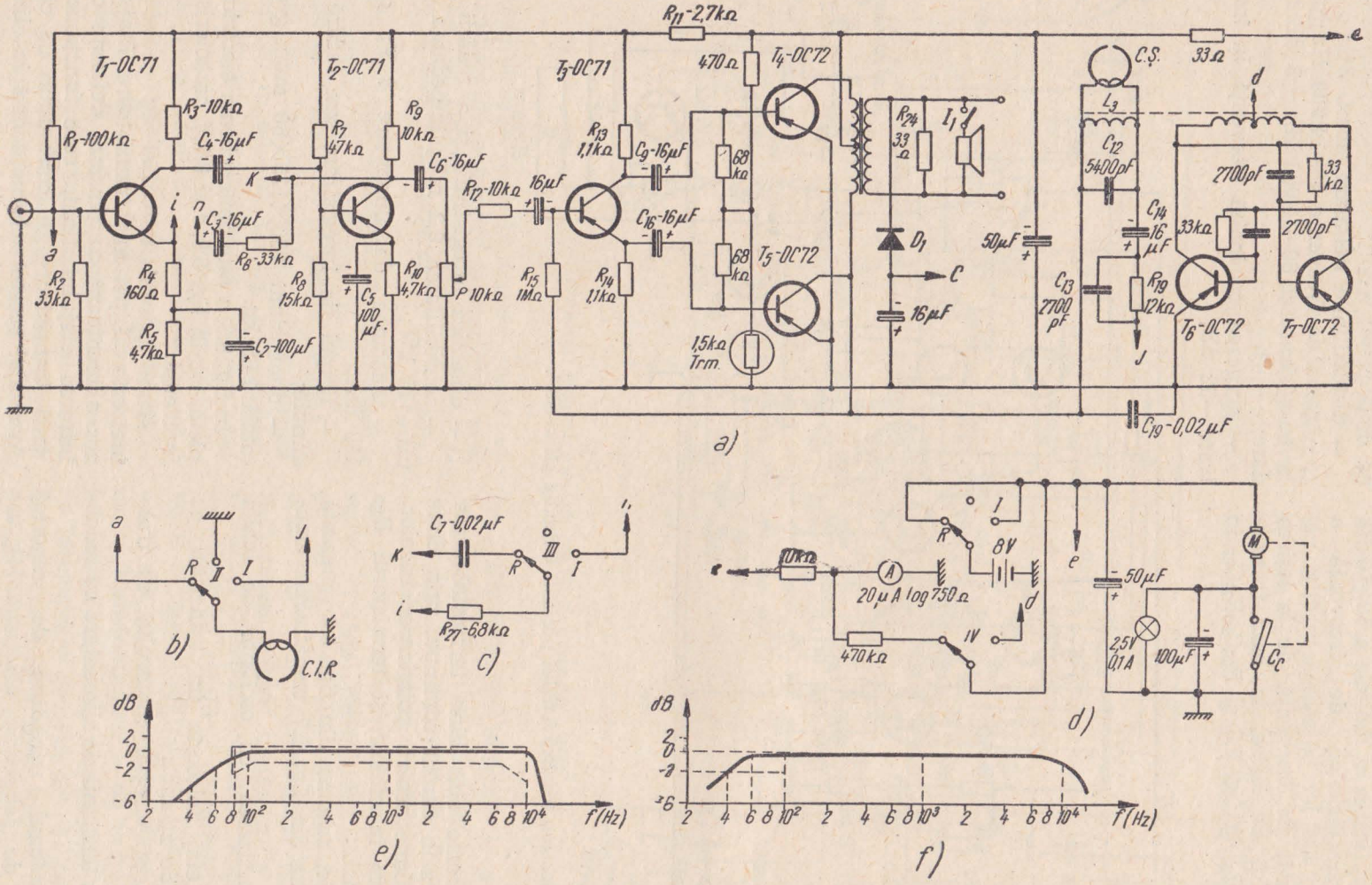


Fig. 8.9. Schema completă și caracteristicile de frecvență ale magnetofonului tranzistorizat „Stellavox":
a — schema de principiu; *b* — schema de conectare a capului de înregistrare-redare; *c* — schema de conectare a reacției negative; *d* — schema alimentării motorului; *e* — caracteristica de frecvență la înregistrare și redare; *f* — caracteristica de frecvență la redarea unei benzi etalon.

Arhiva digitala SaDing

îmbunătățirea caracteristicii în domeniul frecvențelor joase.

În primele etaje se remarcă reacția negativă între colectorul tranzistorului T_2 și emitorul tranzistorului T_1 prin intermediul unui circuit dependent de frecvență, conectat în mod diferit la redare și înregistrare (fig. 8.9, *c*). Această reacție negativă ridică foarte mult rezistența de intrare a amplificatorului. La înregistrare se mărește amplificarea frecvențelor înalte, iar la redare amplificarea frecvențelor joase ($R_{27}C_7$). Între tranzistoarele T_2 și T_3 amplificarea globală se reglează (P) prin șuntarea rezistenței de sarcină a tranzistorului T_2. Alimentarea capului universal în poziția „înregistrare" are loc de la colectorul tranzistorului T_5, prin circuitul $C_{12}C_{14}R_{19}C_{13}$ la „*j*" împreună cu tensiunea de premagnetizare, luată de pe secundarul L_3 al oscilatorului. Al doilea circuit de reacție negativă, cu efect asupra distorsiunilor neliniare, leagă colectorul tranzistorului T_5 cu baza tranzistorului T_3. Controlul nivelului de înregistrare se poate face auditiv prin cuplarea difuzorului (I_1) sau cu instrumentul de 20 μA, după redresarea semnalului de audiofrecvență (dioda D_1). Acest instrument servește și pentru controlul tensiunilor de alimentare (fig. 8.9, *d*).

Capul de ștergere *CȘ* primește tensiunea necesară direct de la înfășurarea L_3.

Cu acest magnetofon se obțin înregistrări și redări de înaltă calitate într-o bandă de frecvență largă.

c. În încheiere se prezintă schema completă [5] a unui magnetofon de înaltă calitate cu tranzistoare. Caracteristicile sale sînt mai bune decît cele ale magnetofonului „Stellavox", amplificarea globală atinge 90 dB iar puterea de ieșire 2 W. În schema din fig. 8.10 sînt prezentate majoritatea metodelor de corecție a caracteristicii de frecvență a magnetofoanelor cu tranzistoare, printre care:

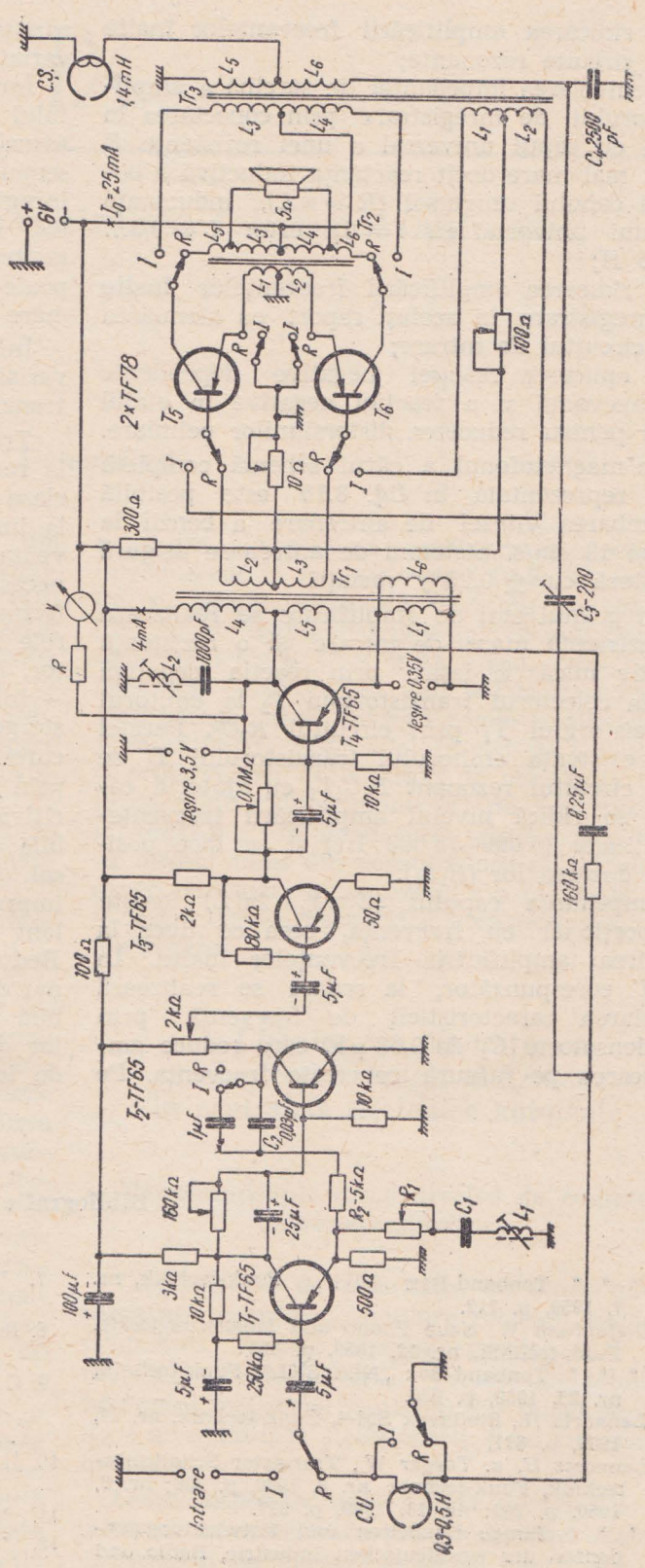


Fig. 8.10. Schema unui magnetofon de înaltă calitate cu tranzistoare.

– ridicarea amplificării frecvențelor înalte prin circuite rezonante;

– nivelarea impedanței de sarcină a amplificatorului de înregistrare prin conectarea în serie cu capul universal a unei rezistențe R mult mai mare decît reactanța inductivă a bobinei capului universal ($R \gg \omega L$), inductanța capului universal cu $\delta = 5\mu$ este: $L = 0{,}3...$ ...0,5 H;

– ridicarea amplificării frecvențelor înalte la înregistrare în același raport cu atenuarea din circuitul de intrare;

– aplicarea reacției negative dependente de frecvență și a reacției negative în etajul final pentru reducerea distorsiunilor neliniare.

În magnetofonul a cărui schemă completă este reprezentată în fig. 8.10 este posibilă schimbarea vitezei de antrenare a benzii la 9,5 și 19 cm/s. Sistemul de antrenare asigură o viteză cu $\pm$ 0,25% variații.

În primul etaj de amplificare se realizează o rezistență mare de intrare și o rezistență relativ mică la ieșire prin reacția negativă de la colectorul tranzistorului T_2 la emitorul tranzistorului T_1 prin circuitul R_2C_2. Paralel cu rezistența emitorului tranzistorului T_1 se află circuitul rezonant $R_1C_1L_1$ cu ajutorul căruia se ridică nivelul amplificării frecvențelor înalte (5 000–15 000 Hz) și se face posibilă dozarea lor (R_1L_1).

Impedanța capului ($Z \approx X_c = 2\pi f L$) crește proporțional cu frecvența, ceea ce duce la mărirea amplificării frecvențelor înalte. În mod corespunzător, la redare se realizează nivelarea caracteristicii de frecvență prin condensatorul C_2 de 0,03 μF, care reduce amplificarea pe măsură ce crește frecvența. Pe rezistența de sarcină a etajului T_2 se obține variația nivelului amplificării.

Înregistrarea are loc după ieșirea semnalului din etajul T_4; cuplajul RC cu capul universal este dependent de frecvență tot în scopul nivelării caracteristicii, curentul de înregistrare nedepinzînd de impedanța capului. În etajul T_4 se obțin două ieșiri: una pentru control (0,35 V) și cealaltă (3,5 V) care poate fi utilizată pentru un amplificator de mare putere.

Înfășurările L_1 și L_6 servesc ca impedanță variabilă cu frecvența în circuitul emitorului tranzistorului T_4.

Tranzistoarele T_5 și T_6 au o dublă funcție; la redare ele lucrează într-un etaj final în clasa B cu transformatorul de ieșire Tr_2, iar la imprimare ca oscilator de putere cu frecvența de 55 kHz, pentru producerea tensiunii necesare premagnetizării și ștergerii. Transformatorul oscilatorului Tr_3 conține următoarele înfășurări: L_3, L_4 — înfășurarea de colector, L_1, L_2 — înfășurarea de reacție și L_5, L_6 — înfășurările secundare pentru tensiunea de ștergere, respectiv premagnetizare. Reglarea curentului de premagnetizare este posibilă prin condensatorul C_3 a cărui reactanță capacitivă la frecvența de 55 kHz este comparabilă cu impedanța înfășurării capului universal. Condensatorul C_4 de 2 500 pF formează împreună cu înfășurarea L_6 un circuit oscilant cu frecvența de rezonanță la 55 kHz. Reducerea distorsiunilor neliniare în etajul final de putere de la 7–8% la 1,5% este posibilă prin reacția negativă datorită înfășurărilor de emitor L_1 și L_2 ale transformatorului de ieșire de audiofrecvență Tr_2.

Bibliografie

1. * * * Tonband-Box „Niki", Funk-technik, nr. 7, 1959, p. 212.
2. *Diefenbach W.* Neue Phono und Magnettongeräte. Funk-technik, nr. 12, 1959, p. 413.
3. * * * Tonband-Box „Niki SKL", Funk-technik, nr. 23, 1959, p. 828.
4. *Lennartz H.*, Stellavox SM-4, Funk-technik, nr. 24, 1959, p. 871.
5. *Lennartz H. u. Taeger W.*, Transistor Schaltungstechnik, Funk-technik, nr. 8, 1960, p. 250; nr. 8, 1960, p. 249; nr. 10, 1960, p. 377.
6. * * * Einige Neuheiten und Entwicklungstendenzen der westdeutschen Industrie, Radio und Fernsehen, nr. 12, 1960, p. 395.
7. * * * Ein neues Diktiergerät von Telefunken, Radio und Fernsehen, nr. 6, 1959, p. 177.
8. Васильев Г., Карманный магнитофон Радио, № 11, 1959, p. 33.
9. Сонин Е. К., Портативный магнитофон на транзисторах, Госэнергоиздат, Москва-Ленинград, 1961.
10. Пахомов Ю. Д., Зарубежные магнитофоны, Госэнергоиздат, 1961.
11. * * * Наша консультация, Радио, № 4, 1961, p. 61.
12. * * * Miniatur magnetofon, Radiotechnika, nr. 3, 1961, p. 90.

Arhiva digitala SaDAng

IX

Semiconductoarele în centralele telefonice automate

1. Generalităţi

Semiconductoarele îşi găsesc aplicaţie din ce în ce mai largă în tehnica telefoniei automate. În prezent se pot distinge trei direcţii principale de utilizare a semiconductoarelor în tehnica centralelor telefonice automate, după cum urmează.

a) Construirea de diferite dispozitive şi subansambluri electronice cu semiconductoare pentru centralele telefonice automate existente. Astfel s-au construit generatoare de ton, generatoare de apel şi dispozitive pentru sistemul de semnalizare al centralelor telefonice automate mecano-electrice existente;

b) Construirea de centrale telefonice automate mecano-electronice, care comportă utilizarea largă a semiconductoarelor şi a miezurilor magnetice pentru alcătuirea circuitelor logice de comutaţie în scopul realizării comenzii fără contacte şi a dispozitivelor de memorare. Cele mai multe preocupări în această direcţie se manifestă în particular pentru construirea de centrale telefonice automate prin coordonate (de tipul Crossbar) cu comandă electronică. Lucrările în această direcţie sînt atît de avansate încît este posibilă trecerea la fabricaţia de serie încă din anii 1963—1964. Introducerea în exploatare a unor astfel de centrale necesită o mare cantitate de semiconductoare şi miezuri magnetice (de tip ferit) de comutaţie şi memorie.

c) Construirea de centrale telefonice automate electronice (CTAE). Lucrările în această direcţie se găsesc în stadiul de cercetare. Peste 3—4 ani se poate aştepta apariţia doar a primelor serii mici de CTAE de capacitate mică pentru reţelele rurale, pentru destinaţie specială (pentru nave etc.) şi CTAE mici de instituţie. Într-o etapă următoare este posibilă introducerea în exploatare a CTAE de instituţie şi urbane, care, de exemplu la 100 000 linii, ar necesita anual pînă la 100 milioane de semiconductoare. O a treia etapă, care poate avea loc peste 10—15 ani, se va caracteriza prin reorganizarea întregii reţele telefonice pe baza utilizării modulaţiei în cod de impulsuri şi prin crearea de centrale de comutaţie unificate pentru diferite moduri de transmisie a informaţiilor. În acest caz, tehnica telefoniei va deveni unul din consumatorii principali de semiconductoare şi va exercita o influenţă hotărîtoare asupra dezvoltării industriei semiconductoarelor.

2. Circuite de comutaţie cu semiconductoare utilizate în centralele telefonice automate

a. Particularităţile dispozitivelor de comutaţie cu semiconductoare

Dispozitivele de comutaţie cu semiconductoare au proprietăţi similare releelor electromagnetice. Releele electromagnetice însă nu reuşesc să răspundă noilor cerinţe ale tehnicii telefonice moderne, în special din punct de vedere al rapidităţii funcţionării şi al siguranţei în lucru.

Orice dispozitiv care posedă proprietăţi de releu se caracterizează prin două stări stabile distincte şi de aceea asemenea dispozitive se numesc *elemente binare*, în analogie cu siste-

mul de numeraţie binar, în care există două valori discrete: 0 şi 1.

Deosebirea esenţială între dispozitivele de comutaţie cu semiconductoare şi releele electromagnetice este următoarea: în timp ce la releele electromagnetice cele două stări stabile sînt evident distincte şi reprezintă poziţia contactelor lor care lasă sau nu să treacă curentul electric (respectiv rezistenţa nulă sau infinit de mare), la dispozitivele semiconductoare poate fi vorba numai de două stări diferite ale unui parametru electric oarecare (de ex. mărimea tensiunii sau a curentului, durata unui impuls de curent sau tensiune).

Prin analogie, se consideră că starea de transmisie a semnalului util în cazul dispozitivelor de comutaţie cu semiconductoare corespunde stării „conectat" a releului electromagnetic. Semnalul transmis în timpul celeilalte stări stabile a dispozitivului de comutaţie cu semiconductoare corespunde stării de „deconectat" a releului electromagnetic şi reprezintă o perturbaţie (semnal parazit).

Raportul dintre semnalul util şi perturbaţie, numit „coeficient de transfer", este practic infinit de mare în cazul releelor electromagnetice, iar în cazul dispozitivelor de comutaţie cu semiconductoare acesta reprezintă un număr finit, care nu depăşeşte cîteva zeci.

Experienţa a arătat că pentru un *coeficient de transfer* mai mic decît 10 realizarea circuitelor de comutaţie este foarte îngreunată.

Cînd coeficientul de transfer este cuprins între 10 şi 20, se spune că dispozitivul lucrează în regim *da-nu*, adică la intrarea (sau ieşirea) schemei semnalul fie că *apare* fie că *nu apare*. Cu ajutorul semiconductoarelor se poate realiza un astfel de regim.

O particularitate a dispozitivelor de comutaţie este legată de faptul că stările dispozitivului trebuie să fie *stabile*, iar dispozitivul însuşi nu trebuie să se comute arbitrar, sub influenţa perturbaţiilor. Uneori, chiar dacă coeficientul de transfer este mare, stările insuficient de stabile influenţează esenţial siguranţa de funcţionare a întregului dispozitiv. Utilizarea semiconductoarelor asigură o bună stabilitate a dispozitivelor de comutaţie în anumite condiţii.

Dispozitivele de comutaţie cu semiconductoare au calităţi foarte preţioase: dimensiuni mici, o mare stabilitate la oscilaţii şi la şocuri, capacitatea de a lucra la tensiuni de alimentare scăzute, un randament mare şi o durată de lucru foarte mare.

Aceste calităţi permit ca dispozitivele de comutaţie cu semiconductoare să fie preferate dispozitivelor cu tuburi electronice, care se caracterizează prin tensiuni mari de alimentare, durată relativ scurtă de funcţionare şi dimensiuni relativ mari.

Datorită tehnologiei de fabricaţie, încă insuficient însuşită, dispozitivele cu semiconductoare comportă la data actuală şi unele neajunsuri printre care trebuie să se menţioneze: neuniformitatea parametrilor la modelele de acelaşi tip şi dependenţa încă destul de mare a parametrilor de temperatură şi de regimul de lucru.

Cu toate aceste lipsuri, semiconductoarele pot fi folosite cu succes în dispozitivele de comutaţie cele mai variate, deoarece influenţa parametrilor unui anumit element asupra parametrilor întregului dispozitiv, precum şi influenţa temperaturii mediului înconjurător pot fi făcute destul de mici prin calculul şi construcţia corespunzătoare a schemelor.

Utilizarea circuitelor de comutaţie cu semiconductoare în tehnica telefoniei automate este totuşi legată şi de anumite condiţii tehnice speciale impuse semiconductoarelor. Astfel, este necesar ca să se folosească tranzistoare cu joncţiuni cu frecvenţa limită de lucru nu prea înaltă ($f_\alpha \approx$ 1 MHz), însă cu o astfel de barieră de potenţial la joncţiune care să asigure funcţionarea normală în condiţiile nivelului mare al paraziţilor proveniţi de la elementele electromagnetice, cum sînt acelea folosite în conectorii multipli prin coordonate (CMC) de tip Crossbar. De asemenea, este necesar să se folosească diode semiconductoare cu curenţi inverşi foarte mici, cum sînt diodele cu siliciu. Introducerea în exploatare a centralelor telefonice automate de tipul Crossbar cu comandă electronică impune utilizarea unor cantităţi foarte mari de diode cu siliciu.

Dezvoltarea cercetărilor în domeniul centralelor telefonice automate electronice (CTAE) a scos în evidenţă că o serie de noi tipuri de semiconductoare pot fi utilizate cu succes în tehnica comutaţiei fără contacte. Dintre acestea fac parte diodele cu două baze, tetrodele semiconductoare, tranzistoarele cu avalanşă, diodele cu 4 straturi şi 3 joncţiuni *pn*, diodele-tunel etc. Unele dintre acestea pot fi utilizate cu succes în contactele electronice ale canalu-

Arhiva digitala SaDAng

lui de convorbire, iar altele în dispozitivele de comandă.

Fabricarea unor asemenea noi tipuri de semiconductoare va determina grăbirea lucrărilor de elaborare și introducere în exploatare a centralelor telefonice automate electronice.

b. Circuite logice de comutație

Prin circuite logice se înțeleg circuitele ale căror semnale de la ieșire se află într-o anumită relație logică cu semnalele aplicate la una sau mai multe intrări.

În cazul unui circuit de comutație cu o singură intrare este posibil ca semnalul de la ieșire să constituie negația semnalului aplicat la intrare. Această negație se poate manifesta de exemplu prin lipsa semnalului la ieșire cînd se aplică semnal la intrare, respectiv prin existența semnalului la ieșire cînd lipsește semnalul de la intrare. Aceasta este funcția logică NU (negația sau inversarea), iar circuitul de comutație care o realizează se numește *invertor*. Dacă se notează semnalul de la intrare cu A, atunci negația acestuia (semnalul de la ieșirea invertorului) se notează cu $\overline{A}$ (același simbol, dar cu bară deasupra). În scheme, invertorul se va nota cu simbolul *Inv.* sau „$\sim$".

În tabela 9.1, *a* se arată funcționarea circuitului invertor, care se bazează pe relațiile logice:

$$\begin{aligned} \overline{0}&=1;\\ \overline{1}&=0, \end{aligned} \qquad (9.1)$$

unde 0 și 1 sînt cele două valori discrete din sistemul de numerație binar și pot reprezenta cele două stări stabile ale unui circuit de comutație.

În cazul circuitelor de comutație cu două sau mai multe intrări, semnalul de la ieșire este o funcție de două sau mai multe variabile, care sînt reprezentate prin semnalele aplicate la intrări. Cele mai răspîndite funcții logice de două sau mai multe variabile sînt: funcția SAU, denumită și *disjuncție* [1], și funcția ȘI, denumită și *conjuncție* [1]. Circuitele de comutație care realizează aceste funcții se numesc: circuit SAU și respectiv circuit ȘI.

Circuitul SAU se caracterizează prin aceea că la ieșire nu se obține semnal atunci cînd nu se aplică semnal la nici una din intrări, iar în toate celelalte cazuri (aplicarea semnalului la oricare intrare sau la toate intrările simultan)

Tabela 9.1

Funcționarea circuitelor logice: invertor (a); SAU (b); ȘI (c); NICI (d); INTERDICȚIE (e); SAU CU EXCLUDERE (f).

A	$\overline{A}$
0	1
1	0

a)

SAU (v)	A	
	0	1
B 0	0	1
B 1	1	1

b)

ȘI (·)	A	
	0	1
B 0	0	0
B 1	1	1

c)

NICI	A	
	0	1
B 0	1	0
B 1	0	0

d)

$A\cdot\overline{B}$	A	
	0	1
B 0	0	1
B 1	1	0

e)

$A+B$	A	
	0	1
L 0	0	1
L 1	1	0

f)

se obține semnal la ieșire. Operația logică corespunzătoare funcției SAU se notează cu simbolul „v" atît în calcul cît și în scheme. Uneori în scheme se notează chiar cu SAU.

În tabela 9.1, *b* se arată funcționarea circuitului SAU, care se bazează pe relațiile logice:

$$\begin{aligned} 0\,\mathrm{v}\,0 &= 0;\\ 0\,\mathrm{v}\,1 &= 1;\\ 1\,\mathrm{v}\,0 &= 1;\\ 1\,\mathrm{v}\,1 &= 1. \end{aligned} \qquad (9.2)$$

Circuitul ȘI se caracterizează prin obținerea unui semnal la ieșire numai în cazul cînd se aplică semnal simultan la toate intrările; în toate celelalte cazuri nu se obține semnal la ieșire. De aceea, acest circuit se mai numește și circuit de *coincidență* și realizează operația logică de multiplicare (produs logic), fapt pentru care se reprezintă în calcul și în scheme cu simbolul înmulțirii „·". Uneori în scheme se notează chiar cu ȘI.

În tabela 9.1, *c* se arată funcționarea circuitului ȘI, care se bazează pe relațiile logice:

$$\begin{aligned} 0\cdot 0 &= 0;\\ 0\cdot 1 &= 0;\\ 1\cdot 0 &= 0;\\ 1\cdot 1 &= 0. \end{aligned} \qquad (9.3)$$

Aceste trei circuite logice (INV; SAU; ȘI) constituie circuitele logice fundamentale, cu ajutorul cărora se pot realiza orice scheme logice.

Se demonstrează [2] că între cele trei operaţii logice fundamentale (NU; SAU; ŞI) există o relaţie de legătură, ceea ce înseamnă că de fapt orice schemă logică ar putea fi realizată utilizînd numai două circuite logice fundamentale (de exemplu SAU-INV, ori ŞI-INV).

Circuitul care realizează funcţia complexă SAU-NU se numeşte circuit NICI, deoarece la ieşire se obţine semnal numai în cazul cînd nu se aplică semnal la nici una din intrări.

În tabela 9.1, *d* se arată funcţionarea circuitului NICI, care poate fi obţinută prin aplicarea negaţiei după operaţia SAU:

$$\begin{aligned} \overline{0 \vee 0} &= \overline{0} = 1; \\ \overline{0 \vee 1} &= \overline{1} = 0; \\ \overline{1 \vee 0} &= \overline{1} = 0; \\ \overline{1 \vee 1} &= \overline{1} = 0. \end{aligned} \qquad (9.4)$$

În fig. 9.1, *a* se arată reprezentarea simbolică a circuitului NICI cu 3 intrări şi schema echivalentă cu relee (cu contacte normal închise).

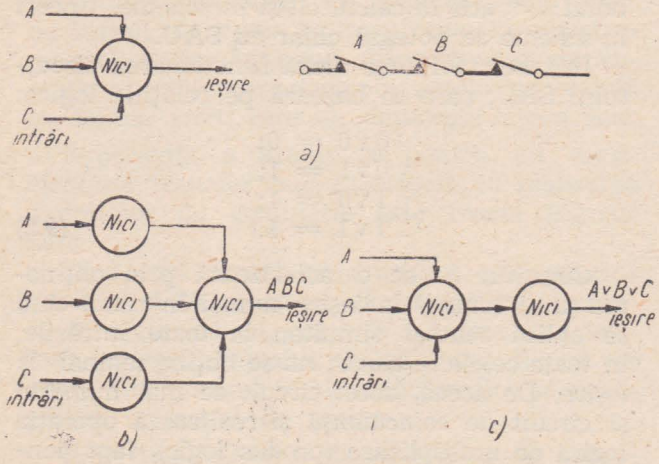


Fig. 9.1. Funcţiunea logică NICI şi schema echivalentă cu relee:
(a) realizarea funcţiei ŞI (b) şi SAU (c) cu ajutorul funcţiei NICI.

Acest circuit poate sta la baza oricărei scheme logice [3]. Astfel în fig. 9.1, *b* se arată reprezentarea simbolică a circuitului ŞI, iar în fig. 9.1, *c* a circuitului SAU, realizate cu ajutorul circuitelor NICI.

Printre circuitele de comutaţie cu schemă complexă mai des întîlnite în practică se menţionează circuitul *interdicţie* şi circuitul SAU cu *excludere*.

Funcţia *interdicţie* se interpretează în sensul că trecerea spre ieşire a semnalului *A*, aplicat la o intrare, este interzisă prin aplicarea semnalului *B* la o a doua intrare a circuitului.

Această funcţie poate fi reprezentată prin relaţia logică $A\overline{B}$, adică produsul logic (coincidenţa) dintre *A* şi negaţia lui *B* (tabela 9.1, *e*):

$$\begin{aligned} 0 \cdot \overline{0} &= 0 \cdot 1 = 0; \\ 0 \cdot \overline{1} &= 0 \cdot 0 = 0; \\ 1 \cdot \overline{0} &= 1 \cdot 1 = 1; \\ 1 \cdot \overline{1} &= 1 \cdot 0 = 0. \end{aligned} \qquad (9.5)$$

Funcţia SAU cu *excludere* se mai numeşte şi *suma logică* deoarece se defineşte (tabela 9.1, *f*) prin operaţia de însumare logică:

$$\begin{aligned} 0 + 0 &= 0; \\ 0 + 1 &= 1; \\ 1 + 0 &= 1; \\ 1 + 1 &= 0. \end{aligned} \qquad (9.6)$$

Se demonstrează [2] că suma logică $A+B$ poate fi pusă sub forma $A\overline{B} \vee \overline{A}B$, ceea ce se poate verifica pe baza tabelelor de funcţii 9.1. Această expresie a sumei logice dă posibilitatea să se realizeze schema circuitului SAU cu *excludere* pornind de la cele trei circuite logice fundamentale.

Se precizează că circuitele logice fundamentale SAU şi ŞI pot fi realizate atît cu elemente pasive (diode semiconductoare şi rezistenţe) cît şi cu elemente active (tranzistoare, tuburi electronice, miezuri magnetice), însă circuitul INVERTOR nu se poate realiza decît cu elemente active.

c. Circuite logice cu diode semiconductoare şi rezistenţe

În fig. 9.2, *a* se prezintă schema circuitului SAU cu diode semiconductoare.

Se adoptă convenţia de a reprezenta potenţialul maxim cu *0* şi potenţialul minim (negativ) cu *1* în cod binar. Dacă la intrări se aplică semnal *0* (potenţial *0*), atunci la ieşire se obţine semnal *0*. Aplicînd un potenţial negativ la oricare din cele *n* intrări, dioda din ramura respectivă se va polariza în stare de conducţie şi la bornele rezistenţei de sarcină se va regăsi aproape întreaga tensiune aplicată la intrare. Deci aplicînd semnal *1* la oricare din intrări (eventual la toate intrările simul-

Arhiva digitala SaDAng

tan), la ieşire se obţine semnal *1*. Ş-au obţinut astfel rezultatele din tabela 9.1, *b* care defineşte funcţionarea circuitului logic SAU. Circuitul logic SAU din fig. 9.2, *a* funcţionează atît în curent continuu cît şi în impulsuri.

Dacă la diferite intrări se aplică diferite serii de impulsuri, atunci succesiunea de impulsuri de pe rezistenţa de sarcină R_s va conţine toate succesiunile de impulsuri aplicate la diferitele intrări.

În fig. 9.3 se prezintă schema circuitului ŞI cu diode semiconductoare şi rezistenţe cu comandă multiplă, obţinută prin conectarea în cascadă a mai multor circuite ŞI elementare. Dacă se elimină din schemă diodele $D_2, D_4 \ldots$

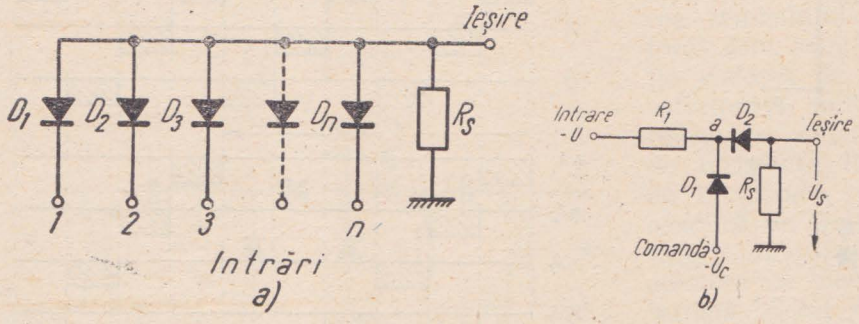


Fig. 9.2. Circuite logice cu diode semiconductoare şi rezistenţe.

D_{2n} scurtcircuitîndu-se bornele lor, atunci se obţine aşa-zisa schemă în paralel, care are o funcţionare similară.

Pentru a avea semnal *1* (potenţial negativ) la ieşire este necesar să existe coincidenţă între semnalele *1* (potenţiale negative) aplicate la intrare şi la toate punctele de comandă.

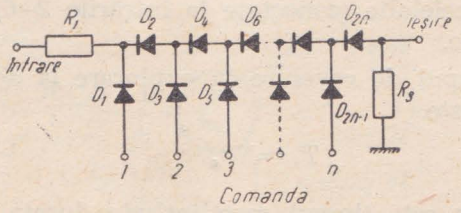


Fig. 9.3. Circuit ŞI.

Modul de funcţionare se poate urmări pe schema simplificată din fig. 9.2, *b* cu o singură bornă de comandă.

Dacă la intrare se aplică tensiunea $-U$ şi la punctul de comandă tensiunea $-U_c$, astfel încît $|U| < |U_c|$, dioda D_1 este blocată, dioda D_2 este polarizată în stare de conducţie şi prin rezistenţa de sarcină circulă curentul

$$I_s \approx \frac{U}{R_1 + R_s}. \qquad (9.7)$$

În relaţia (9.7) s-a neglijat rezistenţa diodei D_2 în stare de conducţie, faţă de rezistenţa $R_1 + R_s$.

Tensiunea obţinută pe rezistenţa de sarcină R_s are mărimea:

$$U_s = R_s I_s = \frac{R_s}{R_1 + R_s} U. \qquad (9.8)$$

Din relaţia 9.8 se vede că mărimea tensiunii de la ieşire depinde de raportul dintre rezistenţele R_1 şi R_s. Pentru a se obţine la ieşire o tensiune a cărei mărime să fie cît mai apropiată de cea de la intrare este necesar ca $R_s \gg R_1$.

Situaţia descrisă mai sus corespunde cazului cînd atît la intrare cît şi la punctul de comandă C_1 se aplică semnal *1* (tensiuni negative), obţinîndu-se la ieşire semnal *1*.

Dacă însă se aplică la punctul de comandă semnal *0* (potenţial zero), atunci dioda D_1 este polarizată în stare de conducţie şi deoarece rezistenţa directă a diodei D_1 este mult mai mică decît rezistenţa R_1, în punctul *a* se transmite potenţialul punctului de comandă adică potenţialul zero, ceea ce determină blocarea diodei D_2. Astfel prin rezistenţa de sarcină R_s nu circulă nici un curent, iar tensiunea de la ieşire va fi nulă (semnal *0*).

În cazul cînd la intrare se aplică semnal *0* (potenţial zero) şi la punctul de comandă semnal *1* (potenţial negativ), atunci ambele diode sînt blocate şi la ieşire se obţine semnal *0* (potenţial zero).

Este evident că dacă atît la intrare cît şi la punctul de comandă se aplică semnal *0* (potenţial zero), la ieşire se obţine de asemenea semnal *0* (potenţial zero). Astfel se obţine funcţionarea indicată în tabela 9.1, *c* pentru circuitul ŞI. Circuitul poate să funcţioneze atît în curent continuu, cît şi în impulsuri.

Dacă la punctul de comandă se aplică o tensiune negativă continuă, iar la intrare o serie de impulsuri, atunci la ieşire se obţine aceeaşi

serie de impulsuri. Dacă atît la intrare cît şi la punctul de comandă se aplică serii de impulsuri de tensiune negativă, atunci la ieşire se va obţine tensiune negativă numai în timpul coincidenţei impulsurilor aplicate la intrare şi la punctul de comandă.

Circuitele SAU şi ŞI cu diode semiconductoare şi rezistenţe îşi găsesc o largă aplicaţie

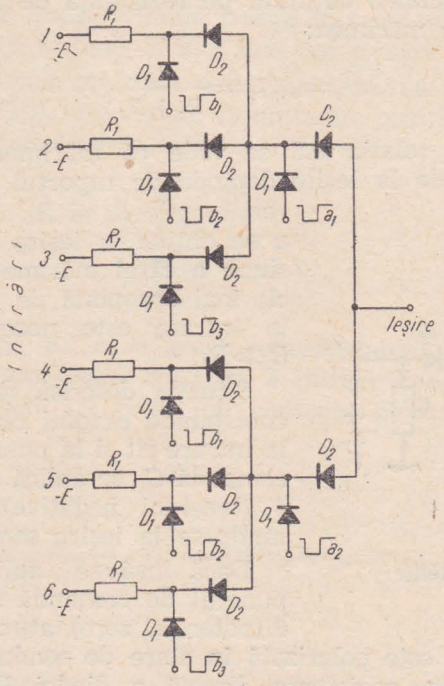


Fig. 9.4. Schema de principiu a unui selector de linii (aparate) cu diode semiconductoare şi rezistenţe.

în tehnica telefoniei automate în calitate de circuite de selecţie şi circuite de conectare.

În fig. 9.4 se prezintă schema de principiu a unui selector de linii (aparate).

La intrările 1—6 se conectează liniile de la abonaţi sau aparatele din centrală.

Ramura fiecărei intrări conţine cîte un circuit ŞI. Semnalele de la primele trei intrări pot fi aplicate la un nou circuit ŞI, iar cele de la ultimele trei intrări la un alt circuit ŞI. Diodele D_2 fac parte din circuitele ŞI corespunzătoare, dar totodată joacă şi rolul de separare, realizînd operaţia SAU pentru toate ramurile care se conectează împreună la ieşire.

La punctele de comandă se aplică serii de impulsuri de tensiune negativă de la sursele de impulsuri a_1, a_2, b_1, b_2, b_3, a căror succesiune şi durată sînt arătate în diagrama din fig. 9.5.

Perioada de succesiune a impulsurilor date de sursele din aceeaşi grupă este egală (de exemplu 400 μs pentru sursele din grupa *a* şi 600 μs pentru cele din grupa *b*).

Coincidenţele de impulsuri se succed, după cum se vede din diagramă (fig. 9.5), în ordinea: a_1b_1; a_2b_2; a_1b_3; a_2b_1; a_1b_2 şi a_2b_3.

Dacă se aplică potenţial negativ numai la intrarea *1*, atunci la ieşire va apărea numai succesiunea de impulsuri corespunzătoare coin-

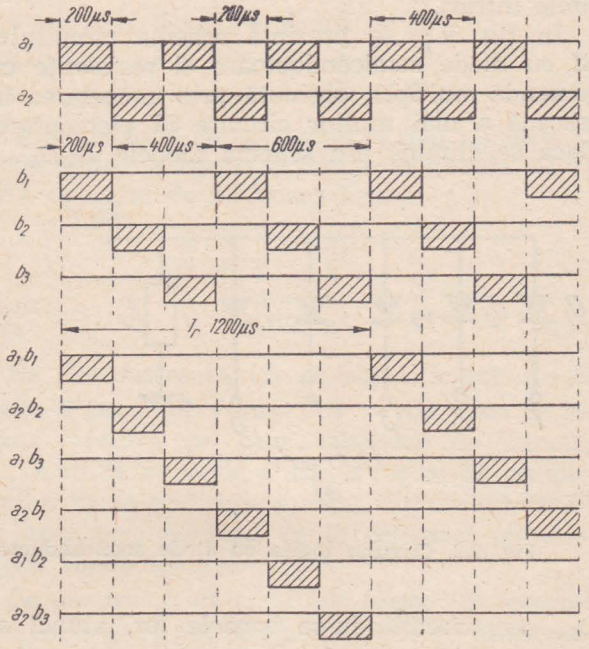


Fig. 9.5. Diagrama impulsurilor utilizate în schema selectorului din fig. 9.4.

cidenţelor a_1b_1. În acest caz se spune că numai linia (aparatul) care este conectată la intrarea *1* este în stare de chemare (liberă), pe cînd toate celelalte (conectate la intrările *2—6*) sînt ocupate.

Timpul de revenire în explorare la aceeaşi linie este

$$T_r = N\tau, \qquad (9.9)$$

unde τ este timpul care include durata unui impuls şi intervalul de timp de protecţie (în cazul din fig. 9.5, $\tau = 200$ μs) şi

$$N = n_1 n_2 n_3 \ldots n_n \qquad (9.10)$$

reprezintă capacitatea de selecţie a schemei, iar n_n este numărul de surse ale grupei de impulsuri de ordinul n (în cazul din fig. 9.4, $N = n_1 n_2 = 2 \cdot 3 = 6$).

Arhiva digitala ŞaDAng

Astfel, în cazul examinat $T_r = 6 \cdot 200 = 1\,200$ μs, ceea ce se verifică pe diagrama din fig. 9.5.

Viteza de selecție este

$$v = \frac{N}{T_r}. \qquad (9.11)$$

În cazul examinat, viteza de selecție este egală cu 5 000 pași pe secundă.

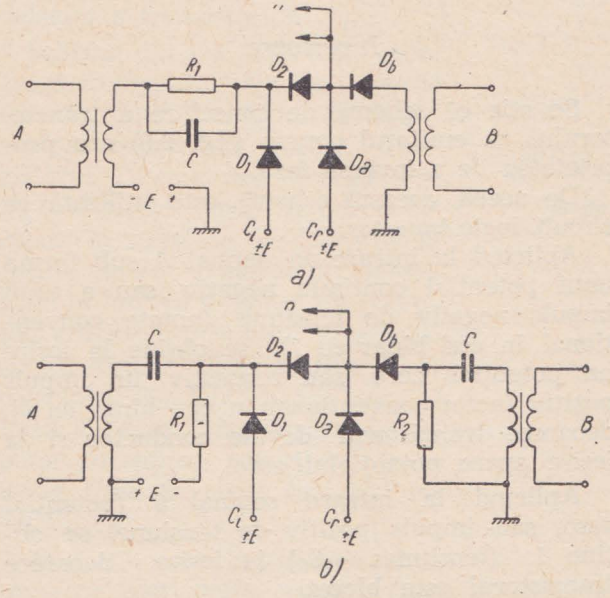


Fig. 9.6. Circuit de conectare:
a — excitație serie; *b* — excitație paralel.

În fig. 9.6 se prezintă schemele circuitelor de conectare, care folosesc circuite ȘI cu diode și rezistențe, cu excitație serie (*a*) și paralel (*b*).

Transmiterea informațiilor se poate realiza cu impulsuri de ambele polarități. În cazul transmisiei de la *A* la *B*, la transmiterea unui impuls pozitiv, mărimea lui este limitată de valoarea curentului continuu prin diode, iar la transmiterea unui impuls negativ de curentul maxim admisibil prin diode. În cazul transmisiei de la *B* la *A*, limitările sînt inversate.

d. Tranzistorul în regim de comutator

În fig. 9.7, *a* se prezintă [4] schema de conectare a unui tranzistor *pnp* cu emitorul comun utilizată în calitate de comutator simplu.

După cum se vede din fig. 9.7, *b*, la aplicarea semnalului la intrarea schemei tranzistorul este adus la saturație. În această situație căderea de tensiune pe tranzistor (între colector și emitor) este foarte mică, iar curentul din circuitul de ieșire este determinat de rezistența R_3. După încetarea semnalului de la intrare, tranzistorul mai continuă să conducă un timp, datorită acumulării de purtători minoritari în bază, iar după resorbția acestora se blochează, adică revine în poziția inițială. Acest circuit are avantajul că dă o amplificare de curent mare.

Tranzistorul poate fi utilizat [5] în calitate de comutator și în cazul conexiunii cu baza comună (fig. 9.7, *c*).

Tensiunea E_B, polarizează în sens invers ambele joncțiuni ale tranzistorului. Atît timp cît un semnal pozitiv aplicat la intrare are o amplitudine mai mică decît E_B, tranzistorul rămîne blocat. Imediat ce amplitudinea semnalului pozitiv, aplicat la intrare, devine mai

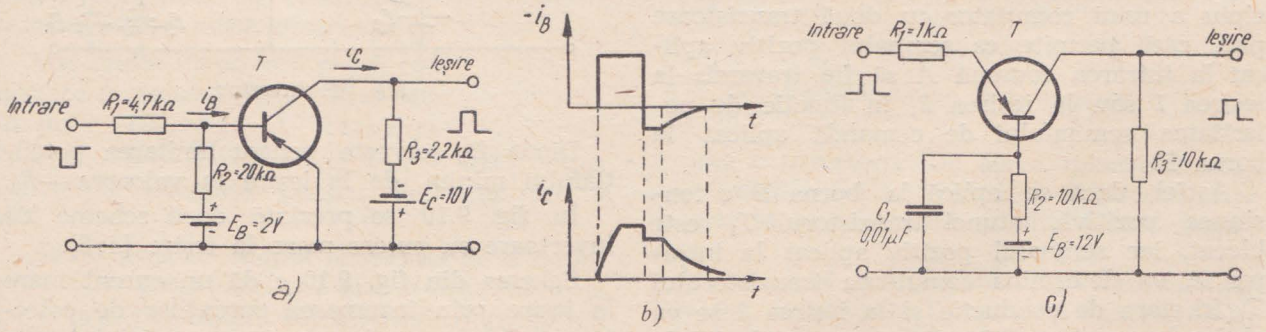


Fig. 9.7. Tranzistorul în regim de comutator.

Condiția de realizare a conectării canalului reprezentat în fig. 9.6 este coincidența aplicării potențialului $-E$ la punctele de comandă C_1 și C_r.

mare decît E_B, tranzistorul se comută în stare de conducție, iar tensiunea de ieșire devine aproape egală cu tensiunea aplicată la intrare (în cazul cînd $R_1 \ll R_3$). Astfel acest

comutator este în același timp și un discriminator de amplitudine, separînd semnalele de intrare de eventualele perturbații sau de acele semnale de intrare a căror amplitudine este mai mică decît tensiunea de alimentare a bazei.

Rezistența R_2 are rolul de a menține impedanța mare a circuitului de intrare și în

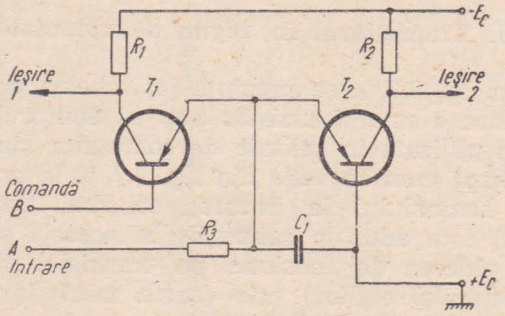


Fig. 9.8. Comutator cu tranzistoare cu două ieșiri.

regim de saturație, putîndu-se lucra în acest caz cu semnale mari.

Condensatorul C_1 îmbunătățește frontul din față al impulsului de la ieșire.

Adoptîndu-se o valoare mică a rezistenței de emitor R_1 și conectînd baza direct la tensiunea de alimentare, acest circuit de comutație poate fi utilizat pentru formarea impulsurilor.

Frontul din spate al impulsului de la ieșire poate fi îmbunătățit folosindu-se tensiuni mari pentru alimentarea bazei. Este de remarcat faptul că acest circuit nu dă amplificare de curent.

În fig. 9.8 se prezintă [4] schema de principiu a unui comutator cu două tranzistoare *pnp*, care permite ca semnalul pozitiv aplicat la intrarea comună *A* să fie transmis la ieșirea *1* sau la ieșirea *2*, în funcție de polaritatea semnalului de comandă aplicat la borna *B*.

Astfel, dacă se aplică la borna *B* o tensiunea pozitivă, atunci tranzistorul T_1 este blocat, iar semnalul pozitiv aplicat la intrarea *A* va determina comutarea tranzistorului T_2 în stare de conducție și la ieșirea 2 se va obține semnal pozitiv din cauza căderii de tensiune pe rezistența R_2 din circuitul colectorului tranzistorului T_2.

În cazul cînd se aplică la borna *B* o tensiune negativă, atunci tranzistorul T_1 se va comuta în stare de conducție, iar semnalul pozitiv aplicat la intrarea comună *A* va apărea la ieșirea *1*. În acest timp, tranzistorul T_2 este blocat, deoarece joncțiunea de emitor a acestuia este ploarizată în sens invers de către tensiunea negativă aplicată la borna *B*, care în același timp polarizează în sens direct joncțiunea de emitor a tranzistorului T_1.

e. Circuite logice cu tranzistoare

Invertoare

Se știe că schema de conectare a tranzistorului cu emitorul comun (fig. 9.9) are proprietatea de a inversa faza.

De aceea, această schemă este utilizată ca circuit logic *invertor*.

Aplicînd la intrare un semnal *A* sub forma unui potențial continuu negativ sau a unui impuls negativ de tensiune (notate convențional în cod binar cu *1*), se obține la ieșire un potențial zero sau respectiv un impuls pozitiv (notat convențional în cod binar cu *0*), deoarece tranzistorul devine conductor și la ieșire apare potențialul zero.

Aplicînd la intrare semnal *0* (potențial zero, sau impuls pozitiv de tensiune) se obține *1* (tensiunea $-E_C$) la ieșire, deoarece tranzistorul este blocat.

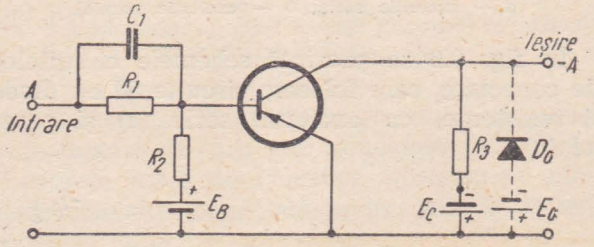


Fig. 9.9. Invertor.

Dioda D_0 servește pentru limitarea potențialului minim de la ieșire la valoarea $-E_0$.

În fig. 9.10 se prezintă două scheme de invertoare cu putere mare la ieșire [4; 6].

Schema din fig. 9.10, *a* dă un curent mare la ieșire prin însumarea curenților de colector. Amplificarea în curent a montajului este aproape egală cu produsul amplificărilor a două etaje cu emitorul comun.

La aplicarea unei tensiuni negative (—6V) la intrare, ambele tranzistoare sînt aduse în stare de conducție, iar la aplicarea potenția-

Arhiva digitala SaDAng

lului zero ambele tranzistoare sînt blocate. Montajul se caracterizează printr-o impedanță de intrare mai mare decît a unui invertor cu un singur tranzistor. Primul tranzistor ajunge la saturație, dar fiind parcurs de curenții mici, poate ieși ușor din regimul de saturație. Al doilea tranzistor nu ajunge la saturație, deoarece tensiunea dintre bază și colector nu poate fi nici o dată mai mică decît tensiunea emitor-colector a tranzistorului T_1.

Schema din fig. 9.10, *b* se utilizează atunci cînd sarcina este de natură capacitivă. Cînd se aplică semnal negativ la intrare, tranzistorul T_1 conduce, tranzistorul T_2 este blocat, dioda D_1 este polarizată în stare de conducție și la ieșire apare potențialul masei. Cînd la intrare se aplică un potențial pozitiv, tranzistorul T_1 se blochează și tensiunea negativă de la colectorul său deblochează tranzistorul T_2, care funcționează ca repetor pe emitor, potențialul de la ieșire fiind în acest caz egal cu —6 V.

Conectîndu-se la intrarea unui invertor mai multe intrări (fig. 9.11), se obține un invertor cu comenzi multiple care reprezintă un circuit SAU-NU și care îndeplinește deci funcția NICI [7].

Rezistența de intrare a tranzistorului este foarte mică și de aceea rezistențele R_n realizează o bună separare între intrări.

Mai multe invertoare pot fi conectate în paralel (fig. 9.12, *a*) sau în serie (fig. 9.12, *b*), realizînd funcția $X = \overline{A} \vee B$ sau $X = \overline{AB}$ după convenția adoptată pentru definiția lui *0* și *1*.

Astfel dacă se adoptă convenția de a defini pe *1* prin potențialul cel mai ridicat (zero) și pe *0* prin potențialul cel mai scăzut (negativ), atunci circuitul din fig. 9.12, *a* realizează funcția $X=\overline{A} \vee \overline{B}$, iar cel din fig. 9.12, *b* funcția $X=\overline{A} \cdot \overline{B}$. Dacă se inversează convenția de definire a lui *1* și *0*, atunci se inversează și funcțiile realizate de cele două circuite.

Circuitele din fig. 9.12 se pretează la extindere, putîndu-se conecta mai multe *invertoare* în paralel sau în serie.

Circuite logice SAU și ȘI

După cum s-a arătat mai înainte, orice schemă cu emitorul comun comportă întotdeauna o inversare. De aceea, pentru a realiza funcțiile SAU și ȘI fără inversare, este necesar să se folosească în plus încă o inversare.

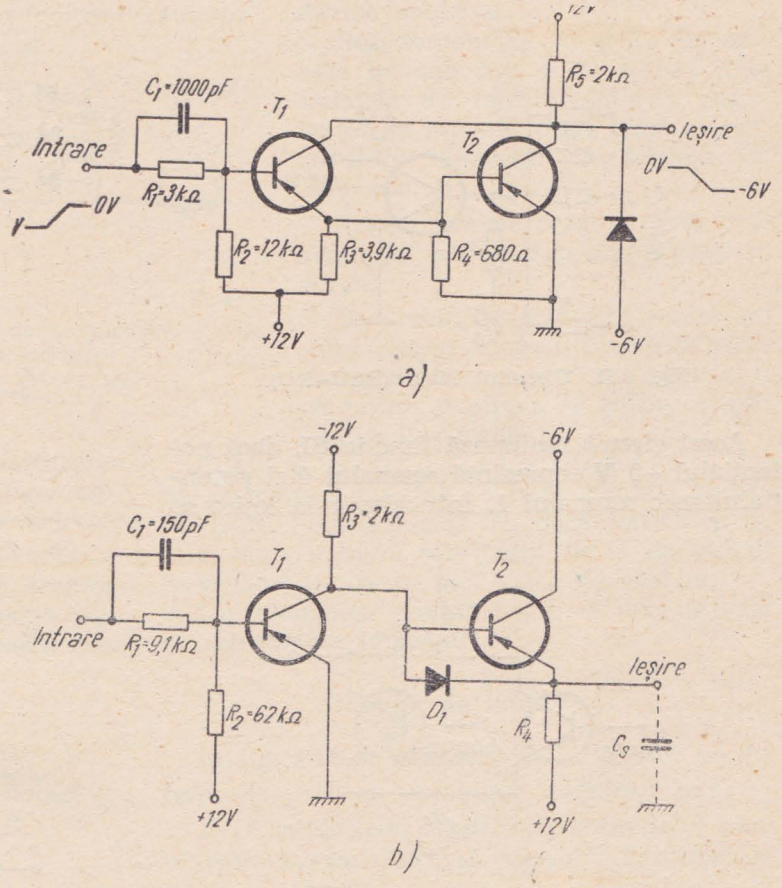


Fig. 9.10. Invertoare cu putere mare de ieșire.

În fig. 9.13 se prezintă [8] trei circuite care pot fi utilizate fie pentru funcția SAU, fie pentru funcția ȘI, utilizînd definiții potrivite pentru *0* și *1*.

Astfel schemele din fig. 9.13, *a* și 9.13, *b* realizează funcția SAU ($X=A \vee B \vee C$) dacă $-E_2$ reprezintă *0* și deci $+E_1$ reprezintă *1*. Inversînd definiția lui *0* și *1*, aceste scheme reali-

zează funcția ȘI ($X = ABC$). Schema din fig. 9.13, c realizează funcția SAU ($X = A \vee B$), dacă $+E_2$ reprezintă *0* și dacă $-E_1$ reprezintă *1*.

Această schemă realizează funcția ȘI ($X = AB$) dacă se inversează definiția lui *0* și *1*.

Tranzistoarele sînt sau blocate sau în stare de conducție.

În fig. 9.14 se prezintă [9] schema unui circuit logic cu două tranzistoare *pnp* conectate ca repetoare pe emitor, cu sarcină comună.

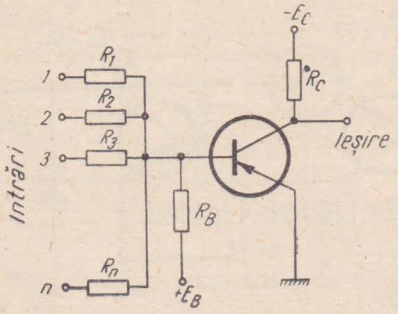


Fig. 9.11. Circuitul NICI (SAU–NU).

Acest circuit realizează funcția ȘI, dacă potențialul -5 V reprezintă semnalul *0* și potențialul zero semnalul *1*. Într-adevăr la ieșire se

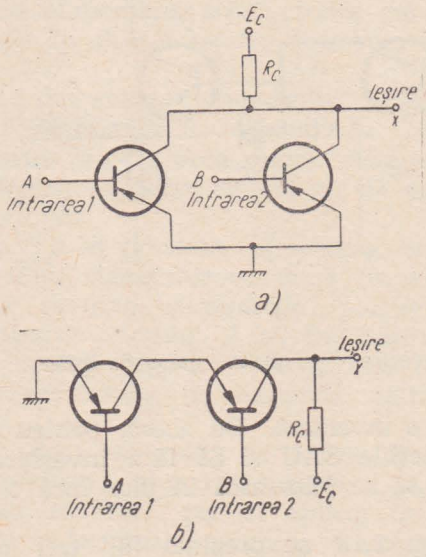


Fig. 9.12. Conectarea în paralel și în serie a invertoarelor.

obține semnalul *1* (potențial zero) numai atunci cînd la ambele intrări se aplică semnal *1* (potențial zero); în toate celelalte cazuri la ieșire se obține semnal *0* (potențialul -5 V).

În cazul cînd se adoptă convenția ca potențialul -5 V să reprezinte semnal *1* și potențialul zero semnal *0*, atunci circuitul din fig. 9.14 realizează funcția SAU, deoarece la ieșire se obține semnal *0* (potențial zero) numai în cazul cînd la ambele intrări se aplică semnal *0* și în toate celelalte cazuri se obține la ieșire semnal *1* (potențialul -5 V). Utilizînd aceeași definiție pentru *0* și *1*, un circuit ȘI poate fi transformat în circuit SAU și invers prin

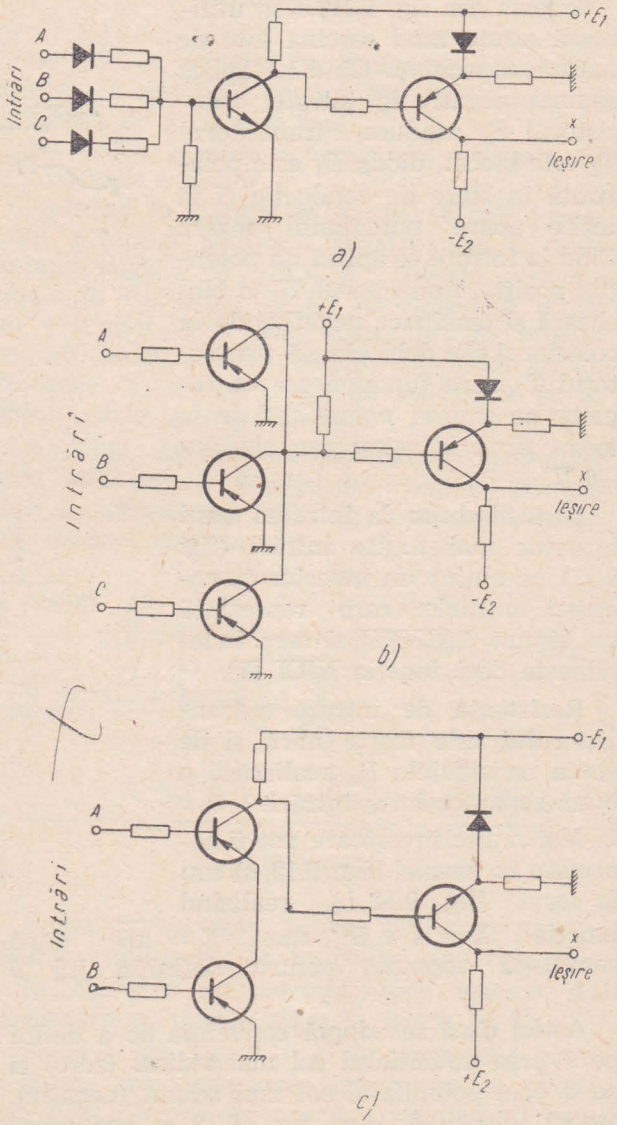


Fig. 9.13. Circuite logice SAU și ȘI cu tranzistoare conectate cu emitorul comun:

a, *b* — dacă $0 \to -E_2$ și $1 \to +E_1$ atunci $X = A \vee B \vee C$; iar
dacă $0 \to +E_1$ și $1 \to -E_2$ atunci $X = A \cdot B \cdot C$;

c — dacă $0 \to +E_2$ și $1 \to -E_1$ atunci $X = A \vee B$; iar
dacă $0 \to -E_1$ și $1 \to +E_2$ atunci $X = A \cdot B$.

Arhiva digitala SaDAng

schimbarea tipurilor de tranzistoare *pnp* și *npn*.

Circuitele logice SAU și ȘI pot fi realizate [5] și cu ajutorul schemelor cu baza comună (fig. 9.15).

Circuitul din fig. 9.15, *a* realizează funcția SAU. La ieșire se obține semnal pozitiv cînd la intrare se aplică orice combinație de semnale pozitive.

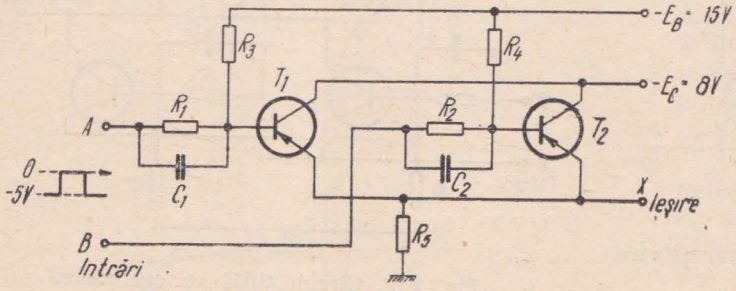


Fig. 9.14. Circuite logice SAU ori ȘI cu două tranzistoare *pnp*, conectate ca repetoare pe emitor:
dacă $0 \to -5$ V și $1 \to 0$ V atunci $X = A \cdot B$; iar
dacă $0 \to 0$ V și $1 \to -5$ V atunci $X = A \vee B$.

Dioda D_0 servește pentru standardizarea impulsului de ieșire și pentru prevenirea regimului de saturație, tensiunea dintre colector și bază neputînd să fie mai mică decît $-E_0$.

În cazul circuitului ȘI (fig. 9.15, *b*), tranzistorul este polarizat în stare de conducție prin tensiunea $+E_E$, iar tensiunea de ieșire este blocată la o valoare mică ($-E_0$) prin dioda D_0. Mărimea curentului I_E de polarizare a emitorului este astfel aleasă încît menține tranzistorul, deci și dioda D_0, în stare de conducție atît timp cît încă n-au devenit negative toate intrările.

În momentul cînd se aplică semnal negativ la toate intrările, tranzistorul și dioda D_0 se blochează (curentul de polarizare al emitorului micșorîndu-se) și tensiunea la ieșire devine negativă.

Rezistențele R_1, R_2 și R_3 din ambele scheme (fig. 9.15) separă bine canalele de intrare datorită rezistenței de intrare foarte mică a tranzistorului conectat în schema cu baza comună.

Aceste scheme prezintă însă dezavantajul că nu dau amplificare în curent.

De aceea, de cele mai multe ori este necesar să se utilizeze la ieșire un transformator sau un etaj repetor pe emitor pentru a se obține amplificarea în curent.

Circuitul din fig. 9.7, *c* unde tranzistorul este de asemenea conectat cu baza comună, poate îndeplini funcția logică ȘI, dacă tensiunea de alimentare a bazei este luată de la un circuit basculant, sau orice altă sursă de control.

Un asemenea circuit poate fi deci utilizat ca selector de impulsuri.

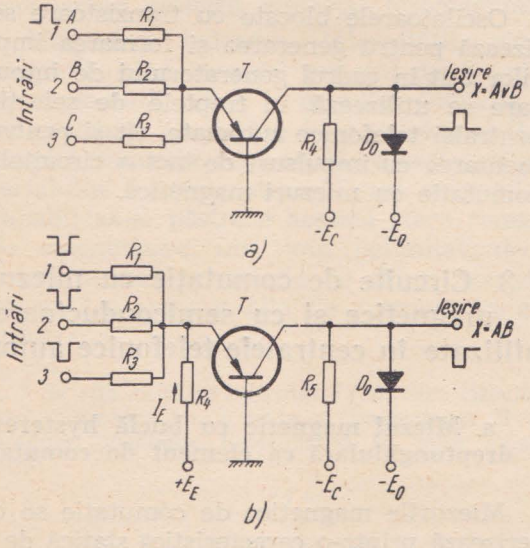


Fig. 9.15. Circuite logice SAU (*a*) și ȘI (*b*) cu tranzistoare conectate după schema cu baza comună.

Circuite de interdicție

În fig. 9.16 se prezintă [9] un circuit de *interdicție* (*AB*) cu un singur tranzistor *pnp*.

Dacă potențialul negativ și potențialul zero reprezintă semnalul *0* și respectiv *1*, atunci se

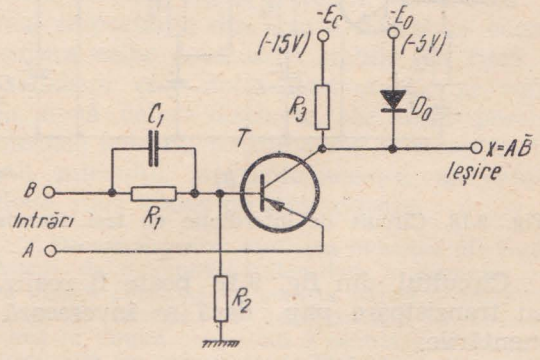


Fig. 9.16. Circuit de interdicție cu un singur tranzistor *pnp*.

obține semnal *1* la ieșire numai în cazul cînd $A=1$ și $B=0$.

Semnalul *1* nu poate fi transmis de la intrarea *A* la ieșire, dacă $B=1$.

În fig. 9.17 se prezintă [9] un circuit de interdicție format dintr-un tranzistor *pnp* conectat ca repetor pe emitor și un tranzistor *npn* conectat ca invertor.

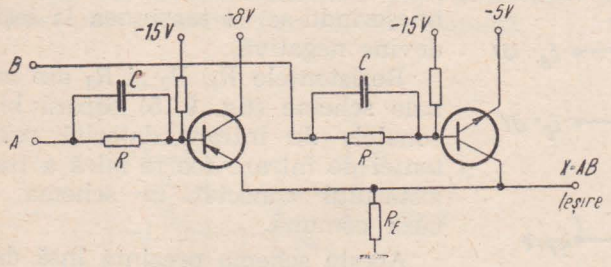


Fig. 9.17. Circuit de interdicție cu două tranzistoare.

Astfel tranzistorul *npn* inversează semnalul *B*, iar ansamblul celor două tranzistoare realizează produsul logic $A\bar{B}$.

Circuitul prezentat în fig. 9.18 [10] realizează de asemenea funcția interdicție. Tranzistorul T_3 realizează inversarea semnalului *B*, iar tranzistoarele T_2 și T_3 conectate în serie realizează produsul logic $A\bar{B}$.

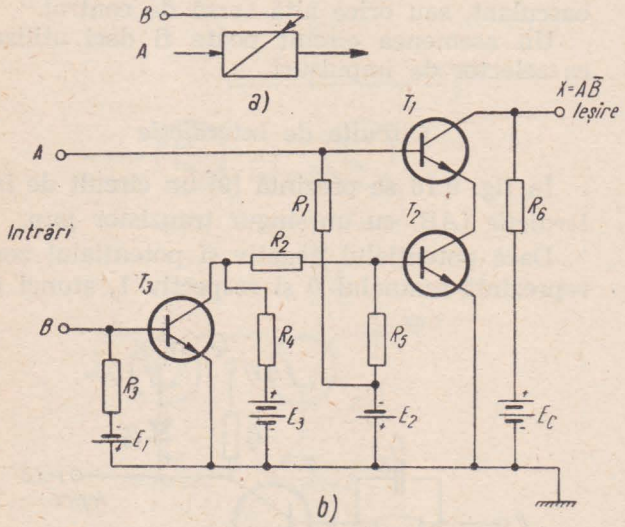


Fig. 9.18. Circuit de interdicție cu trei tranzistoare.

Circuitul din fig. 9.18 poate fi realizat și cu tranzistoare *pnp*, dacă se inversează alimentările.

Conectînd două circuite de interdicție de tipul celor din fig. 9.16, așa cum se arată în fig. 9.19, se obține [9] un circuit SAU cu excludere.

Funcționarea acestui circuit poate fi urmărită pe tabela 9.1, *f*. Se remarcă faptul că schema din fig. 9.19 necesită curenți de comandă mari, deoarece intrarea se face pe emitor.

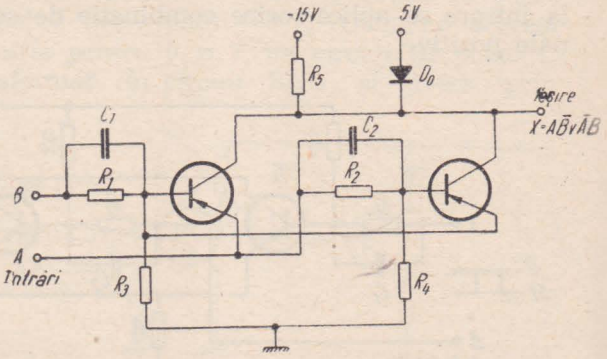


Fig. 9.19. Circuit SAU cu excludere.

f. Alte circuite de comutație cu tranzistoare utilizate în centralele telefonice automate

Multivibratorul, circuitele basculante monostabile și bistabile și oscilatoarele blocate cu tranzistoare descrise în § 3.3 și § 3.4 au o largă utilizare în tehnica telefoniei automate.

Multivibratoarele se utilizează ca inițiatoare, iar circuitele basculante ca divizoare de frecvență, ca circuite de formare a impulsurilor, ca elemente de memorizare, ca elemente ale dispozitivelor de numărare și în calitate de contacte electronice.

Oscilatoarele blocate cu tranzistoare se utilizează pentru generarea și formarea impulsurilor atît în cadrul generatorului de impulsuri, care se utilizează în treptele de selecție ale centralei telefonice automate, cît și pentru alimentarea cu impulsuri de tact a circuitelor de comutație cu miezuri magnetice.

3. Circuite de comutație cu miezuri magnetice și cu semiconductoare utilizate în centralele telefonice automate

a. Miezul magnetic cu buclă hysterezis dreptunghiulară ca element de comutație

Miezurile magnetice de comutație se caracterizează printr-o caracteristică statică de magnetizare de formă aproape dreptunghiulară (fig. 9.20).

Arhiva digitala SaDAng

În ordonată s-a pus inducția magnetică B, iar în abscisă intensitatea cîmpului magnetic H, sau la o altă scară curentul electric, care provoacă intensitatea H a cîmpului magnetic*.

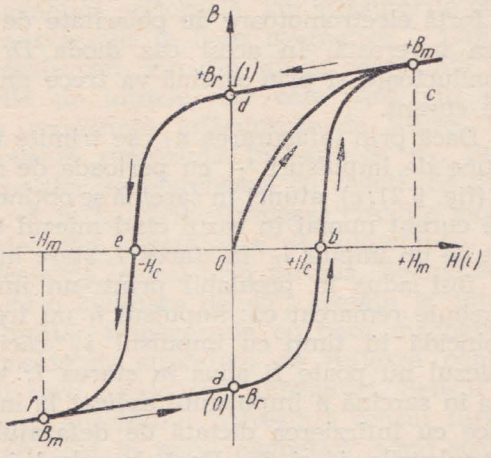


Fig. 9.20. Caracteristica cu magnetizare a unui miez cu ciclul hiysterezis dreptunghiular.

După cum se vede din fig. 9.20, mărind intensitatea cîmpului H, inducția magnetică B crește pînă cînd punctul de funcționare parcurge porțiunea de curbă de la 0 la c.

Mărind în continuare intensitatea cîmpului, inducția magnetică rămîne aproape constantă. Se spune că miezul s-a saturat. Valoarea maximă a lui B, notată cu B_m, se numește inducția de saturație și se obține la o anumită valoare H_m a intensității cîmpului, care este caracteristică fiecărui material feromagnetic.

Micșorînd valoarea intensității cîmpului magnetic pînă la zero, punctul de funcționare se deplasează din c în d, adică inducția B nu se anulează, ci rămîne la o valoare $+B_r$, denumită inducție remanentă, caracteristică materialului feromagnetic. Miezul magnetic este capabil să-și păstreze această stare remanentă de magnetizare un timp nelimitat, dacă nu intervine nici o variație de cîmp. Aceasta reprezintă o stare stabilă de magnetizare a miezului.

Dacă acum se aplică miezului un cîmp de sens contrar cu o intensitate crescătoare, punctul de funcționare se deplasează pe curba de magnetizare din d în e.

Valoarea intensității H_c a cîmpului, pentru care are loc anularea inducției magnetice, se numește forța coercitivă și constituie de asemenea o caracteristică a materialului feromagnetic. Crescînd mai departe intensitatea cîmpului magnetic, punctul de funcționare se deplasează din e în f, cînd miezul ajunge la saturație în sensul invers de magnetizare. Micșorînd intensitatea cîmpului H pînă la zero, punctul de funcționare ajunge în a, cînd inducția ia valoarea remanentă $-B_r$.

Aceasta este o a doua stare stabilă de magnetizare a miezului. Aplicînd acum un cîmp de sens contrar (pozitiv) cu intensitatea crescătoare, punctul de funcționare se deplasează din a în b, cînd are loc anularea inducției, și apoi din b în c; inducția ajunge astfel din nou la saturație, încheindu-se un ciclu complet de variație a inducției magnetice. Fenomenul descris mai sus poartă numele de fenomen hysterezis, iar caracteristica B—H se numește buclă (ciclu) hysterezis*.

Gradul de dreptunghiularitate al buclei hysterezis este definit de raportul $\frac{B_r}{B_m}$, care se numește coeficient de dreptunghiularitate și care practic este mai mic decît unitatea. Este de dorit ca raportul $\frac{B_r}{B_m}$ să aibă o valoare cît mai apropiată de unitate, pentru ca miezul să constituie un element de comutație cît mai ideal.

Cele două stări stabile de magnetizare ale miezului pot fi asociate numerelor binare 0 ($-B_r$) și 1 ($+B_r$). Din acest punct de vedere se poate face analogia între miezul magnetic și tranzistorul ca element de comutație, deși între acestea există deosebiri esențiale. Cea mai importantă din aceste deosebiri constă în natura celor două stări stabile. În timp ce la tranzistor cele două stări stabile se refereau la două valori distincte ale unui parametru electric (curent, tensiune sau rezistență), în cazul miezului magnetic acestea se referă la două stări opuse de magnetizare.

* Se știe că între curentul i (A), care circulă printr-o înfășurare cu n spire și intensitatea H (Oe) a cîmpului magnetic determinată în miez există relația:

$$H = \frac{0{,}4\,\pi n i}{l}$$

în care:

l este lungimea, în cm a liniei medii de cîmp.

* Deoarece pentru anularea inducției din miez este nevoie de o anumită intensitate a cîmpului, rezultă că miezul consumă cu această ocazie o anumită cantitate de energie. Se demonstrează că miezul consumă în timpul unui ciclu o cantitate de energie proporțională cu suprafața închisă de bucla hysterezis. Se poate vorbi despre o rezistență echivalentă pierderilor (consumului de energie) în miez.

Ca urmare, pentru a realiza, cu ajutorul miezurilor magnetice, circuite de comutaţie similare celor realizate cu tranzistoare, este necesar să se pună în evidenţă trecerea de la o stare de magnetizare la alta sub forma variaţiei în salt a unui parametru electric. De aici rezultă că miezurile magnetice pot funcţiona ca elemente de comutaţie numai în regim de impulsuri, spre deosebire de tranzistoare care pot da la ieşire şi nivele de tensiune sau curent.

Miezul magnetic, ca element de comutaţie, comportă cel puţin trei înfăşurări* (fig. 9.21, *a*).

Înfăşurarea n_1 serveşte pentru aducerea miezului într-o anumită stare de magnetizare (de obicei în starea *1*) cu ajutorul impulsului de curent i_1 (fig. 9.21, *b*). Înfăşurarea n_T serveşte pentru trecerea miezului din starea *1* în starea *0* cu ajutorul impulsului de curent i_T (fig. 9.21, *b*). Înfăşurarea secundară n_2 serveşte pentru conectarea sarcinii şi pentru punerea în evidenţă a trecerii miezului din starea *1* în starea *0*. În fig. 9.21, *a* s-a notat cu cîte un punct începutul fiecărei înfăşurări. Sensurile relative ale înfăşurărilor au fost astfel alese încît forţa electromotoare indusă în secundar prin variaţia inducţiei, la aplicarea impulsului i_1, nu poate da nici un curent prin sarcină din cauza blocării diodei semiconductoare D_1 (f.e.m. indusă are polul + la începutul şi polul − la sfîrşitul înfăşurării secundare). În schimb, la aplicarea impulsului i_T, variaţia inversă a inducţiei magnetice (prin trecerea punctului de funcţionare din *1* în *0*) produce în secundar o forţă electromotoare de polaritate de asemenea inversată. În acest caz dioda D_1 devine conductoare şi prin sarcină va trece un impuls de curent.

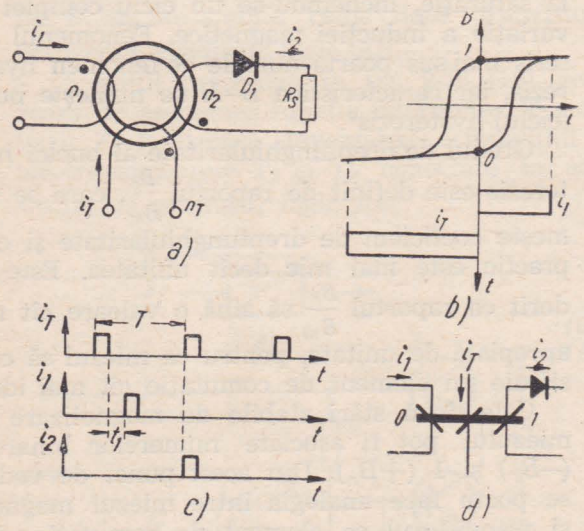


Fig. 9.21. Miezul magnetic ca element de comutaţie.

Dacă prin înfăşurarea n_T se trimite o succesiune de impulsuri i_T cu perioada de repetiţie T (fig. 9.21, *c*), atunci în sarcină se obţine impuls de curent numai în cazul cînd miezul este găsit de un impuls i_T în starea *1*, stare în care să fi fost adus în prealabil printr-un impuls i_1. Trebuie remarcat că: impulsul i_1 nu trebuie să coincidă în timp cu impulsul i_T, căci atunci miezul nu poate fi adus în starea *1;* transmisia în sarcină a impulsului aplicat la intrare se face cu întîrzierea dictată de defazajul dintre impulsurile i_1 şi i_T. Dacă impulsul i_1 reprezintă o informaţie, se spune că în timpul $T-t_1$ (fig. 9.21, *c*) informaţia a fost acumulată (memorată) în miez. Se remarcă astfel o altă deosebire esenţială între miezul magnetic şi tranzistorul ca element de comutaţie. Tranzistorul ca element simplu de comutaţie nu este capabil să memoreze o informaţie după dispariţia semnalului de la intrare decît un timp foarte scurt, pe seama fenomenului de acumulare a purtătorilor minoritari în bază; după resorbţia acestora, efectul de memorare la tranzistor dispare.

Miezul magnetic poate memora un timp nelimitat informaţia acumulată.

Din fig. 9.21, *c* rezultă că impulsul i_2 apare simultan cu impulsul i_T, care a provocat variaţia inducţiei magnetice (trecerea din starea *1* în starea *0*). În realitate, magnetizarea miezului nu se face instantaneu, ci cu o oarecare întîrziere, care se numeşte timp de magnetizare şi care este de ordinul microsecundelor.

Dacă la intrare se aplică un curent continuu, a cărui valoare este egală cu amplitudinea impulsului i_1, atunci la ieşire se obţine o succesiune de impulsuri cu perioada egală cu cea a succesiunii de impulsuri i_T. Astfel miezul magnetic poate servi şi pentru transformarea curentului continuu în succesiuni de impulsuri.

Forma impulsurilor de la ieşire depinde de frontul impulsului i_T, de coeficientul de dreptunghiularitate al buclei hysterezis, de timpul de magnetizare al miezului şi de elementele din circuitul secundar.

* Uneori pot exista şi mai puţin de trei înfăşurări, însă una din ele va îndeplini în acest caz mai multe funcţiuni.

Arhiva digitala SaDAng

Pentru simplificarea reprezentării miezului magnetic şi pentru o mai uşoară urmărire a funcţionării miezului cu mai multe înfăşurări se adoptă [11] reprezentarea simbolică din fig. 9.21, *d*. Miezul toroidal se reprezintă printr-o bară magnetică orizontală, iar înfăşurările prin linii transversale la bara magnetică. Liniile transversale care vin din stînga reprezintă înfăşurările de intrare, iar cele care vin din dreapta reprezintă înfăşurările de ieşire. Linia verticală reprezintă înfăşurarea n_T. Sensul curenţilor se marchează cu săgeţi. Se presupune că înfăşurările formează circuite închise, unele prin generatoare de alimentare, iar altele (cele de ieşire) prin sarcină. Segmentele scurte cu o înclinare de 45°, aşezate la intersecţia liniilor transversale cu bara magnetică, sînt considerate suprafeţe de reflexie pentru curenţii care sosesc prin înfăşurări. Sensul de reflexie al curentului reprezintă sensul fluxului determinat în bara magnetică. Cînd sensul de reflexie al curentului este dirijat de la dreapta la stînga se spune că fluxul magnetizează miezul trecîndu-l din starea *1* în starea *0*, şi invers dacă sensul de reflexie al curentului este dirijat de la stînga spre dreapta. De aceea, capătului din stînga al barei magnetice i se afectează cifra *0*, iar celui din dreapta cifra *1*. Astfel impulsul i_1 se reflectă în bară de la stînga la dreapta, deci fluxul magnetizează miezul aducîndu-l din starea *0* în starea *1*, în timp ce impulsul i_T se reflectă în bară de la dreapta spre stînga, deci magnetizează miezul în sens invers, aducîndu-l din starea *1* în starea *0*. Sensul curentului din înfăşurarea de ieşire se deduce ţinînd seamă de legea lui Lenz, adică fluxul său trebuie să aibă un asemenea sens încît să se opună cauzei care a provocat efectul de inducţie. Efectul util obţinut în înfăşurarea de ieşire este determinat de aducerea miezului din starea *1* în starea *0* prin impulsul i_T. De aceea sensul curentului i_2 a fost astfel ales încît fluxul său să tindă să magnetizeze miezul în sens contrar, adică din starea *0* în starea *1* (curentul i_2 se reflectă de la stînga la dreapta).

Poziţiile suprafeţelor de reflexie indică sensurile relative ale înfăşurărilor miezului.

Din cauza dreptunghiularităţii neideale, miezul va transmite în sarcină un impuls parazit chiar atunci cînd impulsul i_T găseşte miezul în starea *0*, din cauză că porţiunea de caracteristică de la *a* spre *f* (fig. 9.20) nu este orizontală şi deci se obţine o oarecare variaţie a inducţiei magnetice.

Impulsurile parazite sînt cu atît mai mari cu cît bucla hysterezis este mai puţin dreptunghiulară şi cu cît amplitudinea impulsului I_T este mai mare.

Pentru evitarea transmiterii impulsurilor parazite în cazul cînd miezul se află în starea *0*, se foloseşte de cele mai multe ori metoda compensaţiei acestor impulsuri parazite cu ajutorul unui miez suplimentar (fig. 9.22).

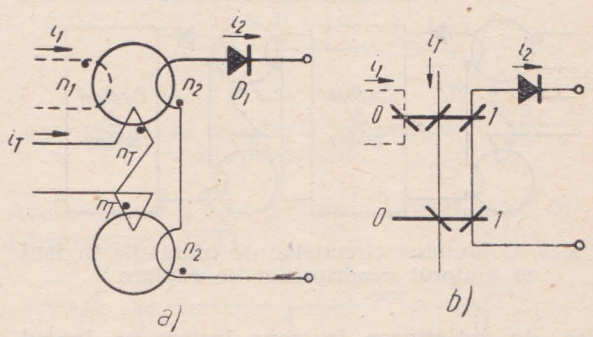


Fig. 9.22. Compensarea paraziţilor în circuitele de comutaţie cu elemente magnetice.

Miezul superior din fig. 9.22 se numeşte miez principal, iar cel inferior (suplimentar) se numeşte miez de compensaţie.

Circuitul de ieşire are cîte o înfăşurare pe ambele miezuri, bobinate în acelaşi sens.

Circuitul impulsurilor i_T are de asemenea cîte o înfăşurare pe ambele miezuri, însă aceste înfăşurări sînt bobinate în sens contrar. Astfel impulsul i_T magnetizează cele două miezuri în sensuri opuse. Miezul principal este adus din starea *1* în starea *0*, iar miezul de compensaţie din starea *0* în starea *1*. Forţele electromotoare induse în înfăşurările circuitului de ieşire sînt egale şi de sens contrar şi de aceea se compensează şi curentul i_2 este egal cu zero. Desigur că înfăşurările de pe cele două miezuri trebuie să aibă respectiv un număr egal de spire, iar miezurile să aibă parametrii identici. Este adevărat însă că în cazul transmiterii impulsului util, cînd miezul principal este adus din starea *1* în starea *0*, forţa electromotoare parazitară de pe înfăşurarea n_2 a miezului de compensaţie micşorează în oarecare măsură forţa electromotoare utilă de pe înfăşurarea n_2 a miezului principal, ceea ce face să se micşoreze puţin impulsul i_2 de la ieşire. În fig. 9.22, *b* se arată reprezentarea simbolică a circuitului din fig. 9.22, *a*.

b. Particularităţile de cuplare a circuitelor de comutaţie

Circuitele de comutaţie cu elemente magnetice, ca şi cele cu tranzistoare, nu se utilizează izolat, ci, de obicei, într-un lanţ de circuite de comutaţie. De aceea trebuie să existe întotdeauna o preocupare deosebită pentru problemele cuplării circuitelor de comutaţie. Aceste probleme sînt legate de formarea impulsurilor, de întîrzierea transmiterii lor la

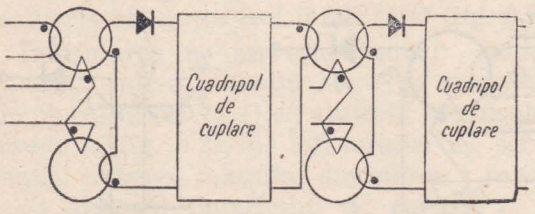


Fig. 9.23. Conectarea circuitelor de comutaţie în lanţ cu ajutorul cuadripolilor de cuplare.

ieşire, de acţionarea în sens invers pe lanţul de transmisie şi, în sfîrşit, de nevoile de adaptare. Toate aceste probleme trebuie să fie rezolvate o dată cu alegerea cuadripolilor de cuplare dintre diferitele circuite de comutaţie (fig. 9.23).

Cuadripolii de cuplare pot fi pasivi sau activi. Se utilizează cuadripoli activi cu tranzistoare mai ales atunci cînd este nevoie de amplificarea impulsurilor de la ieşire. Componenţa cuadripolilor de cuplare depinde şi de faptul dacă se utilizează o singură succesiune de impulsuri i_T pentru toate circuitele de comutaţie (scheme monotact, sau monofazate), sau două succesiuni decalate (scheme bitact sau bifazate), respectiv mai multe succesiuni (scheme polifazate).

În tehnica telefoniei automate se utilizează mai mult schemele monotact şi de aceea în continuare ne vom referi numai la acestea.

Cuadripolii pasivi de tipul *RC* [12; 13] au dezavantajul consumului de energie în rezistenţă şi de aceea se vor utiliza mai mult cuadripoli pasivi de tipul *LC* [15; 14; 12; 16; 17] după schema din fig. 9.24.

Inductanţa L este o inductanţă pronunţat neliniară, construită pe un miez de ferită cu permeabilitate magnetică iniţială mare. Aceasta are proprietatea de a avea o impedanţă mare atîta vreme cît miezul n-a ajuns la saturaţie. O dată ajuns miezul la saturaţie, impedanţa inductanţei scade brusc la o valoare foarte mică. Cînd impulsul i_T aduce miezul principal din starea *1* în starea *0*, dioda D_1 conduce şi prin aceasta trece un curent care încarcă condensatorul C. Trecerea curentului prin sarcină este blocată de inductanţa neliniară L. Cînd miezul induc-

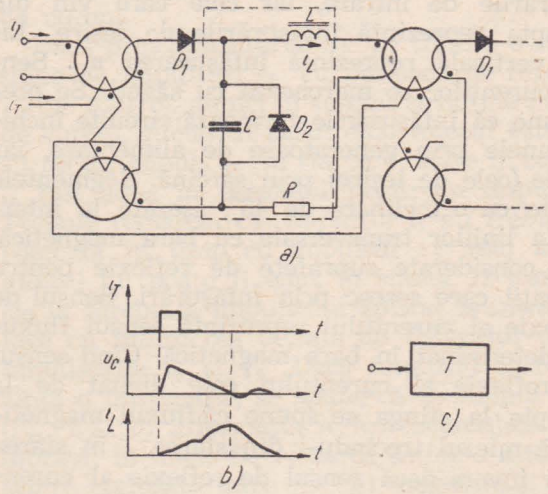


Fig. 9.24. Celulă de transfer a informaţiei (T) cu cuadripol de cuplaj LC.

tanţei L ajunge la saturaţie, condensatorul C se descarcă pe sarcină, comutînd miezul următor în starea *1*. Astfel circuitul LC întîrzie transmiterea impulsului la ieşire, pentru ca acesta să nu acţioneze asupra miezului următor simultan cu impulsul i_T. Inductanţa neliniară L contribuie de asemenea la formarea impulsului de la ieşire şi totodată blochează acţiunea inversă cînd comută miezul următor. Dioda D_2 evită reacţia internă care s-ar produce la descărcarea energiei din inductanţa neliniară L (după descărcarea completă a condensatorului C).

De asemenea dioda D_2 contribuie la atenuarea transmisiei inverse a informaţiei.

Rezistenţa R se foloseşte pentru reglarea amplitudinei şi duratei impulsului la ieşire şi pentru adaptarea cu sarcina.

În fig. 9.24, *b* se reprezintă variaţia în timp a curentului i_T, a tensiunii pe condensator u_C şi a curentului prin circuitul de sarcină i_L.

Circuitul de comutaţie cu elemente magnetice reprezintă totodată un amplificator magnetic, acesta reuşind să comute la ieşire mai multe miezuri în acelaşi timp. Utilizînd mie-

Arhiva digitala SaDAng

zuri de comutaţie de tipul* V_1 şi un miez cu permeabilitatea iniţială μ_0=3 000**, diode cu seleniu (D_1 şi D_2), un condensator cu capacitatea C=20 000 pF, s-a realizat un circuit de comutaţie care poate comuta pînă la trei miezuri. Circuitul din fig. 9.24. a fost denumit circuit (celulă) de transfer a informaţiei (*T*) şi se reprezintă în schemele de comutaţie ca în fig. 9.24, *c*.

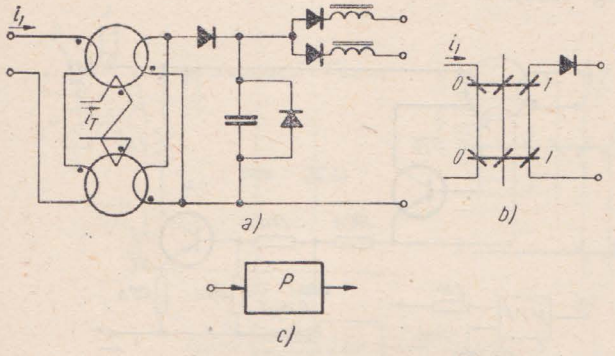


Fig. 9.25. Celulă de putere (*P*).

Folosind schema din fig. 9.25 se obţine o amplificare dublă, deoarece ambele miezuri joacă rol de miez principal. Acest circuit poartă denumirea de celulă de putere (*P*) şi poate fi reprezentat simbolic ca în fig. 9.25, *b* sau 9.25, *c*.

Cuadripolul de cuplare poate conţine, în locul inductanţei neliniare *L*, un tranzistor (fig. 9.26), care trebuie să fie blocat în timpul acţionării impulsului i_T şi în stare de conducţie după încetarea acestuia, dînd posibilitatea comutării miezului următor [12].

Comanda tranzistorului se realizează cu o tensiune specială.

Întîrzierea descărcării condensatorului *C* se poate realiza şi printr-o diodă blocată cu ajutorul unei căderi de tensiune determinată de însuşi impulsul i_T [18]. Metoda comportă însă pierderi în circuitul impulsului i_T.

Atunci cînd este nevoie de o amplificare mai mare şi cînd nu se poate mări prea mult cantitatea de energie adusă în circuit prin impulsul i_T, se utilizează în cuadripolul de cuplare un tranzistor [12] conectat ca oscilator blocat în regim de aşteptare (fig. 9.27).

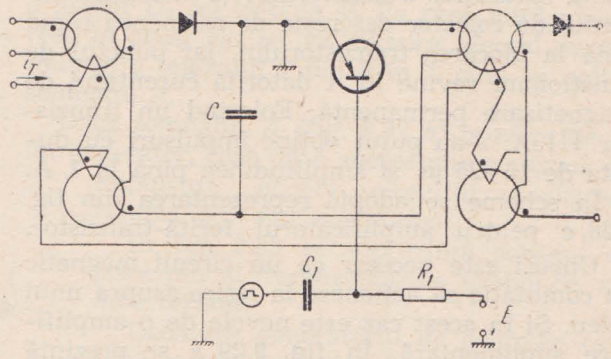


Fig. 9.26. Celulă de transfer a informaţiei cu blocare prin tranzistor.

Acest circuit a fost denumit amplificator ferită-tranzistor (*AFT*).

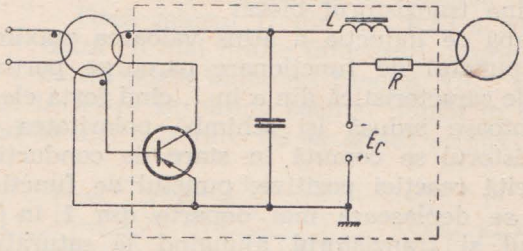


Fig. 9.27. Amplificator ferită-tranzistor.

Amplificatorul ferită-tranzistor poate fi realizat folosindu-se şi o magnetizare permanentă a miezului de ferită (fig. 9.28, *a*).

Funcţionarea circuitului se poate urmări în fig. 9.28, *b*. Datorită magnetizării permanente dată de curentul continuu I_0, punctul de funcţionare se menţine în *A*.

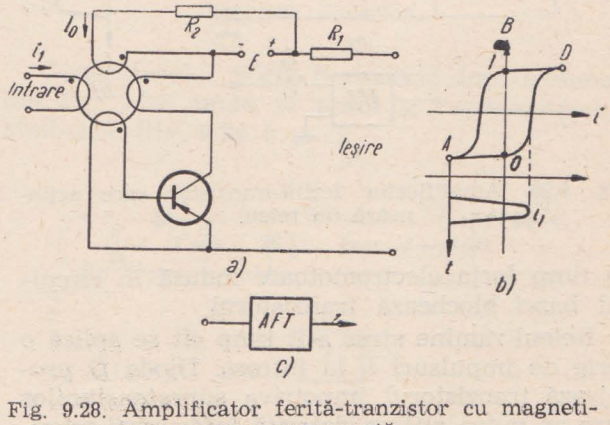


Fig. 9.28. Amplificator ferită-tranzistor cu magnetizare permanentă.

* Aceste miezuri au fost realizate de ICET-Bucureşti şi au următoarele caracteristici principale: B_m=2 100 Gs (la H_m=0,6 Oe); $\frac{B_r}{B_m}$=0,9; H_c=0,3 Oe; dimensiuni 4×2,5×2 mm.

** Miezurile de mare permeabilitate au fost realizate de IFA-Bucureşti şi au următorii parametri: μ_0=3 000...4 000; μ_{max}=12 000...16 000 şi $\mu_s \approx$ 1 000; dimensiuni 7×4×2,5 mm.

La aplicarea unui impuls i_1, tranzistorul devine conductor şi datorită reacţiei pozitive, punctul de funcţionare ajunge rapid în *D*. Datorită saturaţiei tranzistorului şi miezului, curentul de colector descreşte de asemenea rapid pînă la blocarea tranzistorului, iar punctul de funcţionare revine în *A* datorită curentului de magnetizare permanentă. Folosind un tranzistor П13А, s-au putut obţine impulsuri cu durata de 15—25 μs şi amplitudinea pînă la 1 A.

În scheme se adoptă reprezentarea din fig. 9.28, *c* pentru amplificatorul ferită-tranzistor.

Uneori este necesar ca un circuit magnetic de comutaţie să acţioneze la ieşire asupra unui releu. Şi în acest caz este nevoie de o amplificare suplimentară. În fig. 9.29, *a* se prezintă schema unui amplificator ferită-tranzistor, care acţionează un releu de 15—25 mA.

Impulsul i_1 comută miezul din *0* în *1* (fig. 9.29, *b*). Pe timpul creşterii curentului i_1, forţa electromotoare indusă în înfăşurarea bazei menţine tranzistorul blocat.

După ce inducţia a atins valoarea maximă B_m, punctul de funcţionare parcurge porţiunea de caracteristică din *a* în *1*, cînd forţa electromotoare indusă îşi schimbă polaritatea şi tranzistorul se comută în stare de conducţie. Datorită reacţiei pozitive, punctul de funcţionare se deplasează mai departe din *1* în *b*. Miezul şi tranzistorul ajungînd la saturaţie, curentul de colector nu mai creşte, iar punctul de funcţionare se deplasează din *b* în *0*, în ca-

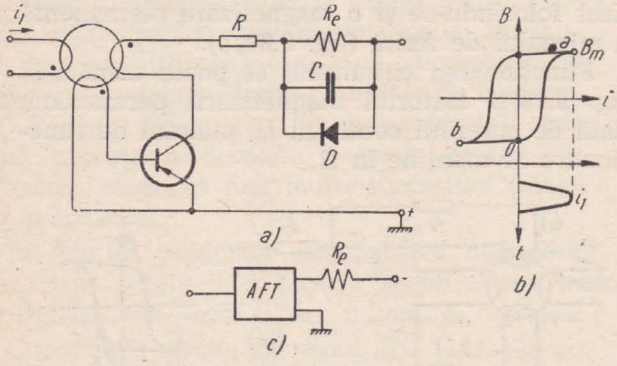


Fig. 9.29. Amplificator ferită-tranzistor care acţionează un releu.

re timp forţa electromotoare indusă în circuitul bazei blochează tranzistorul.

Releul rămîne atras atît timp cît se aplică o serie de impulsuri i_1 la intrare. Dioda *D* protejează tranzistorul împotriva supratensiunilor care ar putea apărea datorită înfăşurării releului. Condensatorul *C* menţine, în pauza dintre impulsuri, tensiunea necesară acţionării releului. În fig. 9.29, *c* se arată reprezentarea simbolică a amplificatorului ferită-tranzistor care acţionează un releu.

Uneori este necesar ca un circuit magnetic de comutaţie să acţioneze un electromagnet. Atunci cuadripolul de cuplare va conţine în plus un etaj de amplificare în curent continuu (fig. 9.30).

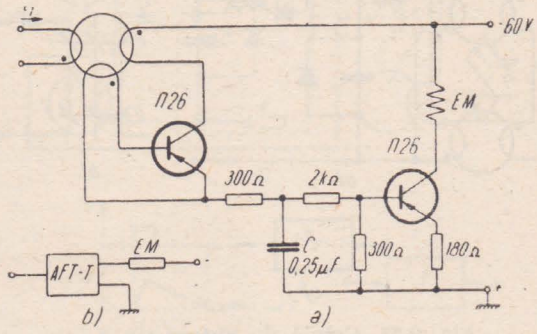


Fig. 9.30. Amplificator ferită-tranzistor-tranzistor (AFT-T), care acţionează un electromagnet (*EM*).

Cu un asemenea circuit se poate obţine la ieşire un curent continuu de 200—250 mA.

Acest circuit se reprezintă în scheme ca în fig. 9.30, *b*.

c. Circuite logice cu miezuri magnetice

Dacă miezul principal din fig. 9.22 are mai multe înfăşurări de intrare, atnuci circuitul realizează funcţia SAU.

În fig. 9.31 se arată schema de principiu a unui circuit SAU cu patru intrări, precum şi reprezentările simbolice.

Dacă la miezul de compensaţie din fig. 9.22 se pune o înfăşurare de intrare, atunci circuitul realizează funcţia *interdicţie*.

În fig. 9.32 se reprezintă schema de principiu şi reprezentările simbolice ale circuitului de *interdicţie*.

Semnalul *A* aduce miezul *I* în starea *1*, iar semnalul *B* aduce miezul *II* în starea *0*.

Impulsul i_T comută miezul *I* din starea *1* în starea *0* şi miezul *II* din starea *0* în starea *1*. Forţele electromotoare induse în înfăşurările secundare sînt egale şi de sens contrar, astfel că semnalul la ieşire lipseşte. Deci semnalul *B* interzice trecerea semnalului *A* de la intrare

Arhiva digitala SaDAng

spre ieşire. Dacă semnalul B lipseşte, atunci semnalul A poate trece de la intrare la ieşire. Schema practică a circuitului de *interdicţie* mai necesită o diodă D_3 (fig. 9.32, *a*) care are rolul ca să evite transmiterea unui impuls parazit la ieşire cînd se aplică semnalul B fără să fie aplicat semnalul A. Într-adevăr, la aplicarea semnalului B, miezul *II* este adus din starea *1* în starea *0*, iar impulsul i_T aduce acelaşi miez

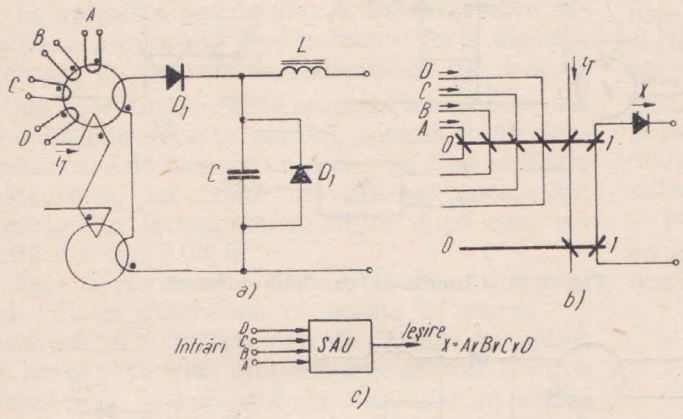


Fig. 9.31. Circuit SAU cu patru intrări.

din starea *0* în starea *1*, determinînd în secundar o forţă electromotoare cu o astfel de polaritate încît polul negativ se aplică la electrodul pozitiv al diodei D_1. Dioda D_1 este blocată, însă forţa electromotoare inversă fiind mare, aceasta dă un curent prin capacitatea proprie a diodei D_1, care este de ordinul 2 500 pF în cazul diode-

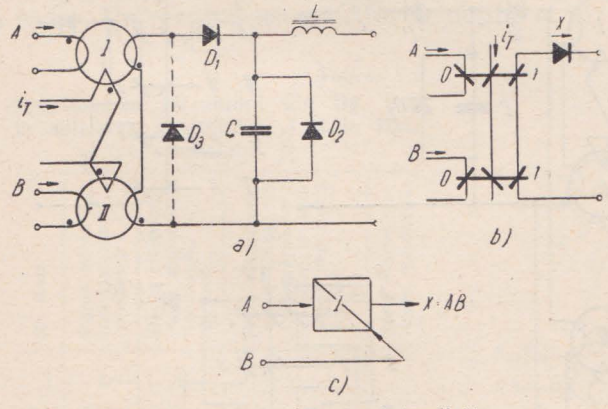


Fig. 9.32. Circuit de interdicţie.

lor cu seleniu şi care încarcă în oarecare măsură condensatorul C, dînd astfel un semnal parazit la ieşire. Dioda D_3 micşorează acest efect, făcînd ca o parte din curentul dat de forţa electromotoare în cauză să se închidă prin rezistenţa sa directă.

Este de remarcat faptul că rezistenţa directă a diodei D_3 nu trebuie să fie prea mică, deoarece în acest caz ea va micşora efectul de comutare a miezului *I* din *0* în *1* cînd se aplică semnalul A.

Dacă semnalul A (fig. 9.32, *a*) provine de la un generator, care dă o succesiune continuă de impulsuri, atunci circuitul realizează funcţia NU sau *inversarea*.

În fig. 9.33 se reprezintă schema de principiu şi reprezentările simbolice ale *invertorului*.

Deoarece generatorul dă semnale care aduc mereu miezul *I* în starea *1*, acesta a fost denumit generator *1*. Dioda D_3 nu mai este necesară, deoarece nu se întîmplă niciodată cazul ca să se aplice semnal la intrarea B fără să fie aplicat în acelaşi timp semnal şi la intrarea A.

Dacă miezul *II* din fig. 9.33, *a* se dotează cu mai multe înfăşurări, atunci circuitul poate îndeplini funcţia NICI, deoarece la ieşire se obţine semnal numai în cazul cînd la nici o intrare nu se aplică semnal.

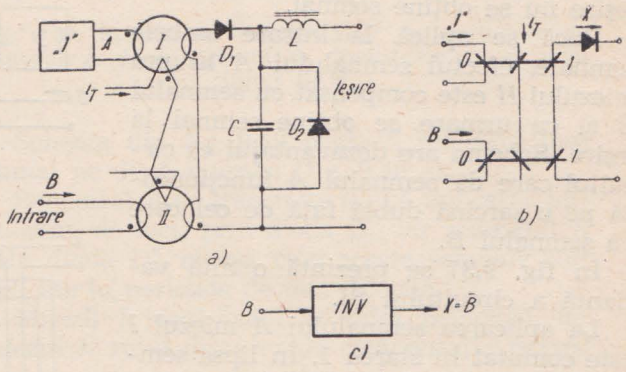


Fig. 9.33. Invertor.

Generatorul *1* poate fi realizat după schema din fig. 9.34, unde se arată şi reprezentările simbolice (fig. 9.34, *b* şi *c*).

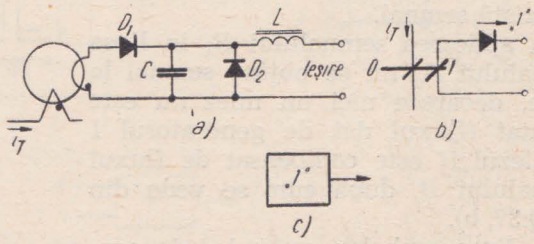


Fig. 9.34. Generator unitate.

Semnalele de la ieşire se datoresc nedreptunghiularităţii miezului de ferită şi se succed în ritmul impulsurilor de tact.

Funcţia ŞI poate fi realizată cu o combinaţie de trei *invertoare* şi un circuit SAU (fig. 9.35).

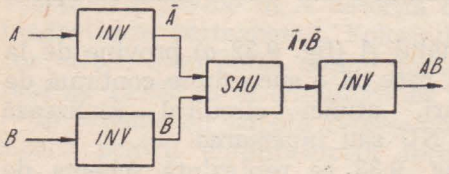


Fig. 9.35. Schema-bloc a unui circuit ŞI format din trei invertoare şi un circuit SAU.

Dar această funcţie poate fi realizată şi cu o schemă specială (fig. 9.36).

Semnalul *A* comută miezul *I* în *1* şi miezul *II* în *0* (fig. 9.36, *b*). De aceea, cînd nu se aplică semnalul *B*, forţele electromotoare din înfăşurările secundare se compensează şi la ieşire nu se obţine semnal.

Cînd se aplică numai semnalul *B*, acesta comută miezul *II* în *1*, adică în acelaşi sens cu impulsul de tact i_T şi la ieşire nu se obţine semnal.

Dacă se aplică la intrare ambele semnale, efectul semnalului *A* asupra miezului *II* este compensat cu semnalul *B* şi ca urmare se obţine semnal la ieşire. Schema are dezavantajul că circuitul care dă semnalul *A* funcţionează pe o sarcină dublă faţă de cel care dă semnalul *B*.

În fig. 9.37 se prezintă o altă variantă a circuitului ŞI.

La aplicarea semnalului *A* miezul *I* este comutat în starea *1*. În lipsa semnalului *B*, miezul *II* este comutat de generatorul *1* în *0*.

Primul impuls de tact aduce miezul *I* în starea *0* şi miezul *II* în starea *1* şi forţele electromotoare din înfăşurările secundare se compensează, iar la ieşire nu există semnal.

La aplicarea semnalului *B*, în lipsa semnalului *A*, nu se obţine semnal la ieşire, deoarece nici un miez nu este comutat (fluxul dat de generatorul *1* în miezul *II* este compensat de fluxul semnalului *B*, după cum se vede din fig. 9.37, *b*).

În lipsa ambelor semnale, de asemenea nu se obţine semnal la ieşire, deoarece generatorul unitate acţionează ca o interdicţie, fapt pentru care este nevoie şi de dioda D_3.

În fig. 9.38 se arată o schemă a unui circuit ŞI cu patru miezuri.

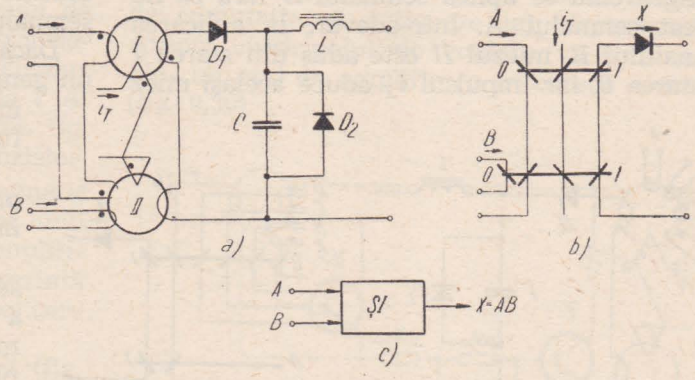


Fig. 9.36. Circuit ŞI cu două miezuri.

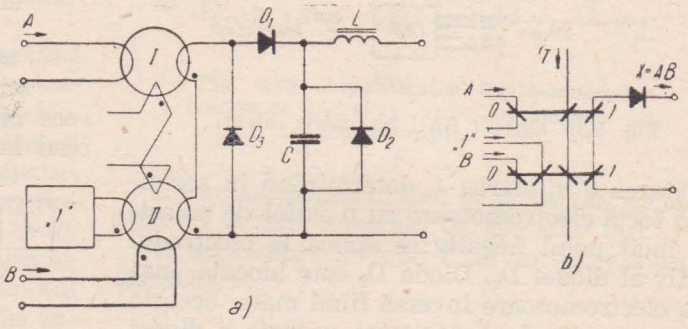


Fig. 9.37. Circuit ŞI cu generator unitate.

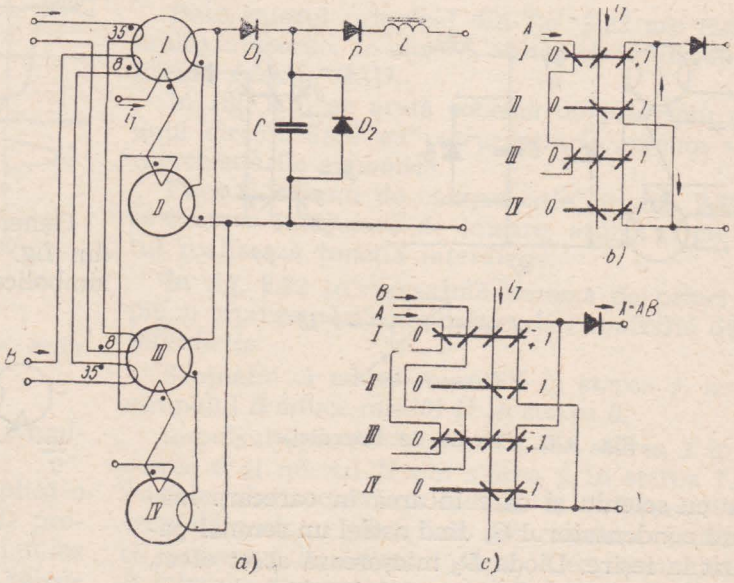


Fig. 9.38. Circuit ŞI cu patru miezuri.

Arhiva digitala SaDAng

Funcționarea acestei scheme este mai complexă, însă mult mai stabilă și la ieșirea circuitului se obțin semnale de două ori mai mari.

Pe fig. 9.38, *a* s-a notat numărul de spire al înfășurărilor de intrare și de asemenea s-a indicat sensul înfășurărilor.

În fig. 9.38, *b* se arată reprezentarea simbolică a acestui circuit, în ipoteza că acționează numai semnalul *A*.

La aplicarea semnalului *A*, în înfășurarea secundară a miezului *I* se induce o forță electromotoare cu polaritatea indicată în fig. 9.38, *b*.

Deoarece înfășurările secundare sînt conectate două cîte două în paralel, această forță electromotoare dă naștere unui curent, care străbate înfășurările secundare ale tuturor miezurilor, contribuind la magnetizarea lor după cum rezultă din fig. 9.38, *b*.

Este de remarcat că fluxul rezultant din miezul *I* îl va magnetiza pe acesta în starea *1*, deoarece prin înfășurarea de intrare se aplică un număr mare de amperispire. Miezul II va fi magnetizat de curentul din secundar în starea *0*, iar miezul *IV* în starea *1*. Fluxul rezultant din miezul *III* este egal cu zero, deoarece în acest scop a fost ales numărul de amperispire aplicate în înfășurarea de intrare a acestui miez.

Starea fiecărui miez după aplicarea semnalului *A* a fost trecută în prima coloană a tabelei nr. 9.2. În aceeași tabelă se poate urmări rezultatul aplicării ulterioare a impulsului de tact. Forța electromotoare rezultantă din secundar este egală cu zero și deci nu se obține semnal la ieșire. Un rezultat asemănător se obține și în cazul cînd se presupune că se aplică la intrare numai semnalul *B*.

Tabela 9.2

Funcționarea circuitului din fig. 9.38 la aplicarea semnalului *A* și în lipsa semnalului *B*

Nr. miez	Starea miezurilor după aplicarea semnalului *A*	Starea miezurilor după aplicarea impulsului de tact	Forța electromotoare indusă în înfășurările secundare la aplicarea impulsului de tact	Forța electromotoare rezultantă
I	1	0	+e	0
II	0	1	−e	
III	0	0	0	0
IV	1	1	0	

În cazul cînd se aplică ambele semnale la intrare, în înfășurările secundare ale miezurilor *I* și *III* se induc forțe electromotoare de aceeași polaritate (fig. 9.38, *c*), care dau în bucla închisă din secundar curenți de sens contrar, astfel că de fapt prin înfășurările secundare curentul este egal cu zero. Așadar la aplicarea ambelor semnale la intrare sînt magnetizate în starea *1* miezurile *I* și *III*. La sosirea impulsului de tact se obțin, în înfășurările secundare ale acestor miezuri, forțe electomotoare egale și de aceeași polaritate, care polarizează în sensul de conducție dioda D_1. Amplitudinea impulsului de curent de la ieșire va fi deci dublă.

Funcția SAU cu *excludere* se poate realiza cu ajutorul a două circuite de *interdicție* și al unui circuit SAU (fig. 9.39).

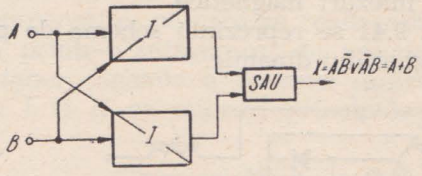


Fig. 9.39. Realizarea funcției SAU cu excludere cu ajutorul a două circuite de interdicție și al unui circuit SAU.

Schema din fig. 9.39 poate fi realizată însă numai pe două miezuri (fig. 9.40, *a*).

Semnalul *A* se transmite (după aplicarea impulsului de tact) prin dioda D'_1, iar semnalul *B* prin dioda D''_1, atunci cînd aceste semnale sînt aplicate în perioade de tact diferite.

Miezul *I* joacă rolul de miez principal, iar miezul *II* rolul de miez de compensație pentru

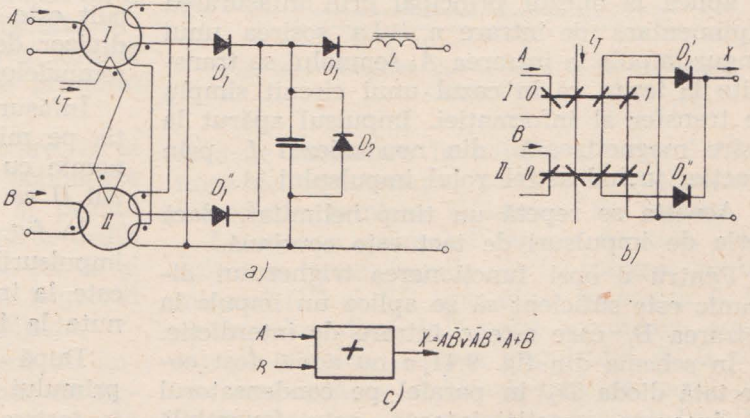


Fig. 9.40. Circuit SAU cu excludere cu două miezuri magnetice.

semnalul *A*. Pentru semnalul *B*, miezurile își inversează rolurile (fig. 9.40, *b*).

Cînd se aplică ambele semnale, atunci la sosirea impulsului de tact următor forțele electromotoare induse în înfășurările secundare, înseriate două cîte două, se anulează și la ieșire nu se obține semnal.

Funcția SAU este realizată de înseși diodele D'_1 și D''_1.

Reprezentarea simbolică a circuitului SAU cu excludere se face prin semnul + (fig. 9.40, *c*), deoarece acesta realizează operația de adunare logică.

d. Circuite basculante (trighere) cu miezuri magnetice

Un rol foarte important în dispozitivele de comandă și de calcul îl joacă circuitele basculante cu miezuri magnetice.

În fig. 9.41 se reprezintă schema de principiu a trigherului dinamic.

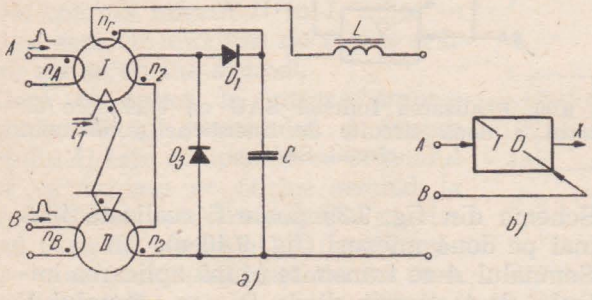


Fig. 9.41. Trigher dinamic.

Această schemă s-a obținut din schema circuitului de interdicție (fig. 9.32), la care s-a adăugat o reacție de la ieșire la intrare, care se aplică la miezul principal prin înfășurarea suplimentară de intrare n_r. La sosirea unui singur impuls la intrarea *A*, semnalul se transmite la ieșire ca în cazul unui circuit simplu de transfer al informației. Impulsul apărut la ieșire magnetizează din nou miezul *I* prin reacție, jucînd astfel rolul impulsului *A*.

Aceasta se repetă un timp nelimitat, dacă seria de impulsuri de tact este continuă.

Pentru a opri funcționarea trigherului dinamic este suficient să se aplice un impuls la intrarea *B*, care este o intrare de interdicție.

În schema din fig. 9.41, *a* nu a mai fost conectată dioda D_2 în paralel pe condensatorul *C*, deoarece reacția internă este favorabilă funcționării trigherului dinamic. În fig. 9.41, *b* se arată modul de reprezentare simbolică a acestui circuit.

Concentrînd două trighere dinamice pe două miezuri, se obține [20] un trigher dinamic cu două ieșiri (fig. 9.42), care joacă rolul circuitelor basculante bistabile. La aplicarea unui impuls la intrarea *A* se transmite o serie continuă de impulsuri la ieșirea *1* și se interzice seria de impulsuri de la ieșirea *2*. La aplicarea unui impuls la intrarea *B*, se interzice seria de impulsuri de la ieșirea *1* și se transmite seria continuă de impulsuri la ieșirea *2*.

Trigherele dinamice memorează informația primită la intrare și se transmite în permanență la ieșire.

Un alt circuit basculant, care are o largă aplicare în schemele de calcul, temporizare, programare și înregistrare este trigherul de numărare (fig. 9.43, *a*).

Intrarea se face pe miezul *II*, care este miez principal pentru circuitul cu înfășurările secundare n'_2, dioda D'_1 și ieșirea *1*. Înfășurarea

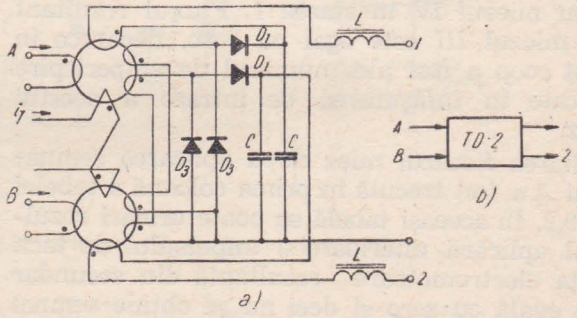


Fig. 9.42. Trigher dinamic cu două ieșiri.

de reacție de pe miezul *I*, care pentru acest circuit este un miez de compensație, constituie o înfășurare de interdicție. Așadar acest circuit este un circuit de interdicție conectat ca divizor de frecvență (divizează cu 2 frecvența semnalelor aplicate la intrare).

Înfășurările n''_2, dioda D''_1, ieșirea *2* și reacția pe miezul *I* fac parte dintr-un trigher dinamic cu miezul *I* ca miez principal și miezul *II* ca miez de compensație.

În fig. 9.43, *b* se arată diagrama în timp a impulsurilor de tact i_T, a impulsurilor *A* aplicate la intrare și a impulsurilor i_1 și i_2 obținute la ieșire.

După o perioadă de tact de la aplicarea primului impuls *A* la intrare, apare un impuls la ieșirea *1* a circuitului de interdicție, care

Arhiva digitala SaDAng

magnetizează miezul *I* în starea *1*. Impulsul de tact următor comută miezul *I* din starea *1* în starea *0* şi pune în funcţiune circuitul trigherului dinamic, obţinîndu-se la ieşirea *2* (după

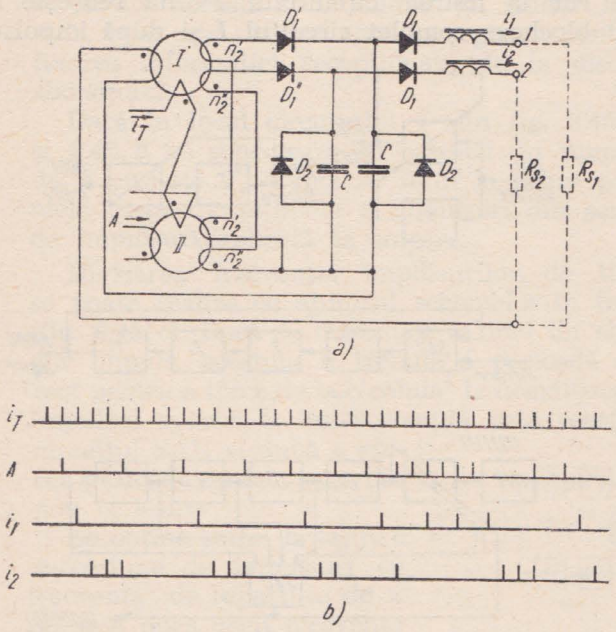


Fig. 9.43. Trigher de numărare.

o perioadă de tact) o serie continuă de impulsuri. Aşadar aplicarea primului impuls *A* la intrare conduce la apariţia, după o perioadă de tact, a unui singur impuls la ieşirea *1* şi, după încă o perioadă de tact, a unei serii continue de impulsuri la ieşirea *2*. De aceea ieşirea *1* se numeşte *ieşire singulară*, iar ieşirea *2* se numeşte *ieşire serie*. Este de remarcat faptul că trigherul de numărare memorizează informaţia, care este pusă în evidenţă la ieşirea *2*.

După o perioadă de tact de la sosirea celui de-al doilea impuls *A* la intrare, trigherul dinamic se interzice şi revine în starea iniţială (pe care a avut-o înainte de sosirea primului impuls *A* la intrare).

Impulsul al treilea, aplicat la intrare, ca şi toate impulsurile de ordin impar, acţionează asupra trigherului de numărare ca şi primul impuls aplicat la intrare. Impulsurile de ordin par aplicate la intrare acţionează la fel ca şi impulsul al doilea, adică blochează trigherul de numărare, aducîndu-l în starea iniţială.

Cu alte cuvinte, existenţa unei serii de impulsuri la ieşirea serie a unui trigher de numărare trebuie interpretată în sensul că această stare a fost determinată de un impuls sau un număr impar de impulsuri aplicate la intrare.

Funcţionarea descrisă mai sus este justă atît timp cît la intrare se aplică impulsuri cu frecvenţa de succesiune egală cu un submultiplu al frecvenţei impulsurilor de tact.

Dacă frecvenţa impulsurilor aplicate la intrare este egală cu cea a impulsurilor de tact, atunci la ieşirea singulară se obţine o divizare cu 2 a frecvenţei impulsurilor, iar la ieşirea serie semnalul lipseşte. În acest caz, funcţionează numai circuitul de interdicţie ca divizor de frecvenţă, circuitul de trigher dinamic fiind interzis în permanenţă.

În fig. 9.44 se prezintă a nouă schemă [20] de principiu a trigherului de numărare. Partea de interdicţie a schemei utilizează miezurile *III* şi *IV* ca miezuri principale, cu înfăşurările secundare în paralel şi miezul *I* ca miez de compensaţie, pe care se realizează şi interdicţia printr-o înfăşurare de reacţie. Partea de trigher dinamic a schemei utilizează miezurile *I* şi *II* ca miezuri principale, cu înfă-

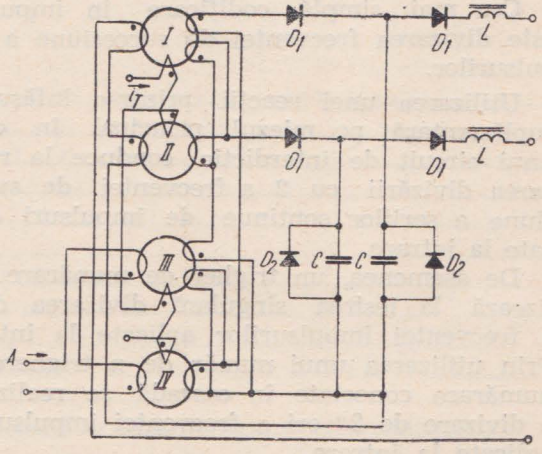


Fig. 9.44. Trigher de numărare cu 4 miezuri magnetice.

şurările secundare în paralel şi miezul *III* ca miez de compensaţie, pe care se realizează şi interdicţia printr-o înfăşurare de intrare.

La sosirea primului impuls de tact, după aplicarea unui impuls *A* la intrare, ambele miezuri *(III* şi *IV)* sînt aduse în starea *0*. Din cauza celor două înfăşurări secundare conectate în paralel, puterea impulsului de la ieşirea singulară se dublează faţă de cazul cînd se foloseşte un singur miez principal. Impulsul

de la ieşirea singulară comută prin reacţie atît miezul *I* cît şi miezul *II*.

La sosirea celui de-al doilea impuls de tact, acesta comută miezurile *I* şi *II* din *1* în *0*. Din cauza celor două înfăşurări secundare ale acestor miezuri, conectate în paralel, la ieşirea *2* se declanşează o serie de impulsuri de amplitudine dublă, care se întreţine prin reacţia permanentă.

După al doilea impuls de tact se interzic impulsurile de la ieşirea serie.

Înfăşurările secundare conectate în paralel contribuie totodată la micşorarea impulsurilor parazite, ca şi diodele cu seleniu conectate în serie cu circuitele de ieşire.

Schema asigură impulsuri mari şi o foarte bună stabilitate la lucru în regim de cod de impulsuri aplicat la intrare.

e. Circuite de codificare în impulsuri

Atît în instalaţiile de încercare a circuitelor de comutaţie [21], cît şi în instalaţiile de comandă, este necesar adeseori să se opereze cu anumite coduri de impulsuri.

Cea mai simplă codificare în impulsuri este divizarea frecvenţei de succesiune a impulsurilor.

Utilizarea unei reacţii printr-o înfăşurare suplimentară pe miezul principal în cazul unui circuit de interdicţie conduce la realizarea divizării cu 2 a frecvenţei de succesiune a seriilor continue de impulsuri aplicate la intrare.

De asemenea, un trigher de numărare realizează la ieşirea singulară divizarea cu 2 a frecvenţei impulsurilor aplicate la intrare. Prin utilizarea unui număr de n trighere de numărare conectate în cascadă se realizează o divizare de 2^n ori a frecvenţei impulsurilor aplicate la intrare.

Uneori, în operaţia de codificare a impulsurilor, este necesar să se reţină unul sau un număr determinat de impulsuri dintr-o serie de impulsuri.

In fig. 9.45, *a* se prezintă schema-bloc a unui circuit de înregistrare a frontului din faţă (IFF) a unei serii de impulsuri, care realizează reţinerea primului impuls din serie.

Acest circuit se compune dintr-un circuit *T* şi unul de interdicţie *I*. Primul impuls aplicat la intrare apare după o perioadă de tact la ieşire. Următoarele impulsuri din seria continuă aplicată la intrare nu mai sînt transmise la ieşire, deoarece circuitul *I* este interzis de circuitul *T*. Dacă la intrare se aplică codul de impulsuri 1111, la ieşire se obţine codul 1000*.

Practic se constată că primul impuls apărut la ieşirea circuitului *T* nu reuşeşte să blocheze complet circuitul *I* şi după impulsul

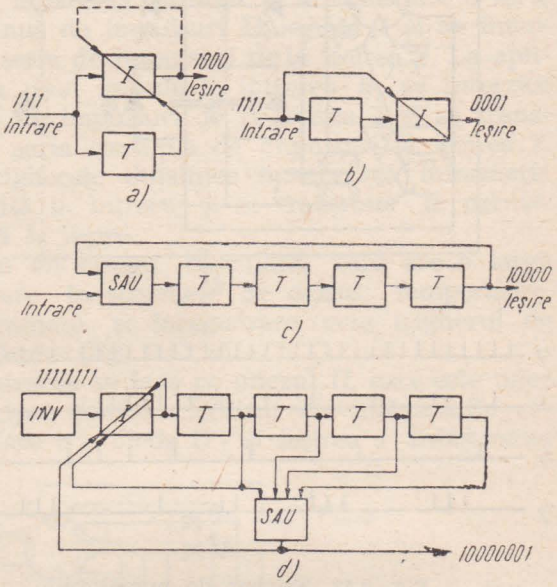


Fig. 9.45. Circuite de codificare în impulsuri:
a — înregistrator front faţă *(IFF)*; *b* — înregistrator front spate *(IFS)*; *c* — schemă în inel pentru divizarea frecvenţei; *d* — divizor de frecvenţă cu circuite de interdicţie.

util mai apare la ieşire un impuls parazit, care uneori este supărător. Acesta poate fi eliminat dacă se utilizează o reacţie în circuitul *I* (reprezentată punctat în fig. 9.45, *a*), adică dacă circuitul *I* se conectează ca divizor de frecvenţă.

Se precizează că în schemele-bloc conectarea în serie a diferitelor circuite se reprezintă simbolic printr-un punct la intersecţia circuitelor respective.

În fig. 9.45, *b* se prezintă schema-bloc a unui circuit de înregistrare a frontului din spate (IFS) al unei serii de impulsuri, care realizează reţinerea ultimului impuls din serie.

Dacă la intrare se aplică codul de impulsuri 1111, la ieşire se obţine codul 0001.

Înregistratoarele de front-faţă şi spate se folosesc în special pentru realizarea colaborării dintre discul aparatului telefonic existent şi registrul magnetic al centralelor tele-

* S-a notat cu *1* existenţa şi cu *0* lipsa impulsului.

Arhiva digitala SaDAng

fonice automate de tip nou. Impulsurile de disc sînt transformate cu ajutorul unui circuit *T* în serii de impulsuri, cu frecvenţa egală cu cea a impulsurilor de tact. Cu ajutorul unui înregistrator front-faţă sau spate se ia din această serie numai un singur impuls, care este utilizat apoi în registru pentru fixarea informaţiei recepţionate de la discul abonatului.

Dacă în locul circuitului *T* din fig. 9.45, *a* şi 9.45, *b* se conectează în cascadă un număr de *n* circuite *T*, atunci se reţin la ieşire primele respectiv ultimele *n* impulsuri din seria de impulsuri aplicată la intrare.

Divizarea frecvenţei impulsurilor de tact se poate realiza cu ajutorul schemelor în inel (fig. 9.45, *c*). Dacă se introduce în inel un singur impuls, acestuia îi trebuie o perioadă de tact pentru a trece de la o celulă* la următoarea. Impulsul apărut la ieşire comută prin reacţie circuitul SAU şi după a cincea perioadă de tact apar din nou la ieşire.

Se obţine astfel la ieşire o succesiune de impulsuri cu frecvenţa de repartiţie de *n* ori mai mică decît frecvenţa impulsurilor de tact, unde *n*, este numărul de celule din inel.

Schema în inel este foarte simplă, însă în realizarea practică se întîmpină unele greutăţi atunci cînd nu se iau anumite măsuri de precauţie. Aceste greutăţi se referă la faptul că la repunerea în funcţiune a generatorului de tact o singură celulă trebuie să se găsească în starea *1* şi celelalte în starea *0*. Este posibil însă ca din diferite cauze să se găsească mai multe miezuri în starea *1* sau respectiv niciunul. În această situaţie, operaţia de divizare a frecvenţei este compromisă, sau respectiv divizorul de frecvenţă nu funcţionează. De aceea, este necesar să se ia măsuri pe de o parte pentru asigurarea permanentă a prezenţei în inel a informaţiei şi pe de altă parte a ştergerii informaţiei din toate miezurile afară de unul singur [12].

* Se adoptă denumirea generică de celulă pentru circuitele de comutaţie elementare.

De asemenea trebuie luate măsuri suplimentare împotriva paraziţilor, care, la variaţia tensiunii de alimentare a generatorului de tact şi la variaţia temperaturii, pot determina, prin efectul de comutare, înregistrarea falsă a unor informaţii „*1*" într-una sau mai multe celule din inel [12].

În fig. 9.45, *d* se prezintă o altă schemă de divizare a frecvenţei [20].

La elaborarea acestei scheme s-a ţinut seamă de toate observaţiile de mai sus. Prezenţa informaţiei în schemă este asigurată de invertorul de la intrare.

f. Circuite de numărare

În tehnica telefoniei automate se utilizează două tipuri de circuite de numărare (contoare): zecimale (de distribuţie) şi binare.

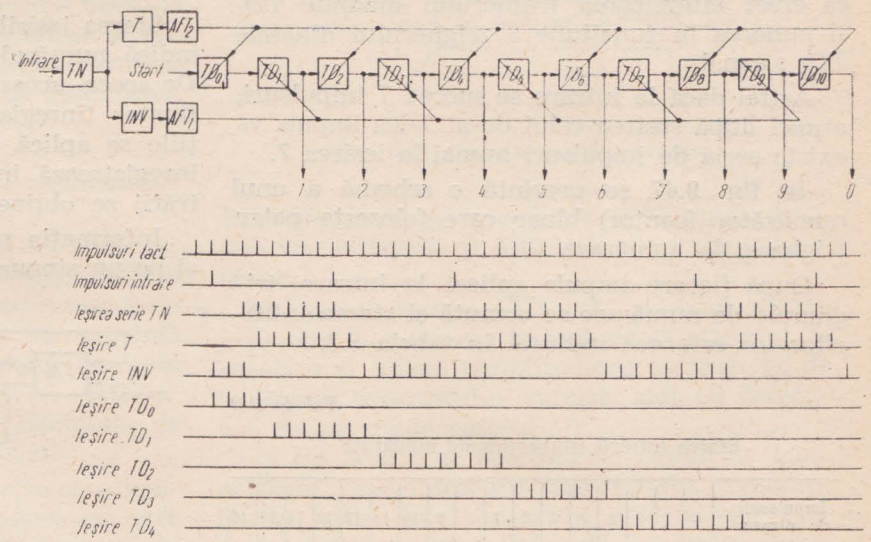


Fig. 9.46. Numărător (contor) zecimal (distribuitor).

În fig. 9.46, *a* se prezintă schema unui numărător (contor) zecimal (distribuitor), realizată cu elemente magnetice.

Comanda schemei se aplică printr-un trigher de numărare *TN*. Ieşirea serie a trigherului de numărare este conectată la intrarea unui circuit *T* şi a unui invertor (*INV*) care dau la ieşirile lor semnale complementare. Aceste semnale sînt amplificate de amplificatoarele ferită-tranzistor (AFT_2 şi AFT_1), care interzic trigherele dinamice cu soţ şi respectiv fără soţ.

Trigherul dinamic TD_0 se numeşte trigher de start şi este pus în funcţiune imediat ce începe seria de impulsuri de tact.

Funcţionarea numărătorului are loc conform diagramei din fig. 9.46, *b*.

După aplicarea primului impuls la intrare, se pune în funcţiune trigherul de numărare, se blochează invertorul, se interzic trigherele

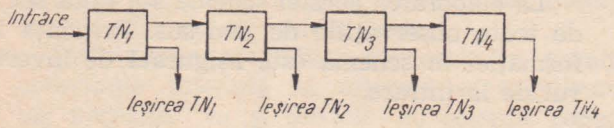


Fig. 9.47. Numărător (contor) binar cu 4 trighere de numărare.

dinamice pare (inclusiv TD_0) şi se pune în funcţiune trigherul dinamic TD_1, care dă semnale la ieşirea *1*. Al doilea impuls de la intrare are ca efect interzicerea trigherului dinamic TD_1 şi punerea în funcţiune a trigherului dinamic TD_2 ş.a.m.d.

Astfel dacă la intrare se succed 7 impulsuri, atunci după sosirea celui de-al 7-lea impuls va exista seria de impulsuri numai la ieşirea 7.

În fig. 9.47 se prezintă o schemă a unui numărător (contor) binar care foloseşte patru trighere de numărare.

După fiecare impuls aplicat la intrare, trigherele de numărare se comută şi starea intrărilor lor este cea indicată în tabela 9.3.

Tabela 9.3

Starea intrării trigherelor de numărare

Impulsuri de intrare	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
Ieşire serie TN_1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
Ieşire serie TN_2	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0
Ieşire serie TN_3	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0
Ieşire serie TN_4	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0

Existenţa seriei de impulsuri la ieşirea unui trigher de numărare coincide cu starea *1*, iar lipsa semnalului de la ieşire cu starea *0* în cod binar.

Desigur că stabilirea stării *1* nu are loc simultan şi nici imediat după aplicarea primului impuls la intrare.

Apariţia semnalului la ieşirea a două trighere succesive este decalată în timp cu o perioadă de tact. Starea *1* se stabileşte la toate trigherele numai după 5 perioade de tact de la aplicarea primului impuls la intrare (dacă iniţial toate trigherele au fost în starea *0*).

La aplicarea celui de-al doilea impuls la intrare se blochează trigherul TN_1, iar celelalte rămîn în stare de funcţionare (*1*).

După al treilea impuls aplicat la intrare, trigherul TN_1 se comută în starea *1*, iar TN_2 se blochează, celelalte două rămînînd în continuare în starea *1* etc.

Reîntoarcerea tuturor trigherelor în starea iniţială are loc după al 16-lea impuls aplicat la intrare; de aceea, circuitul este capabil să numere pînă la 15.

Starea ieşirilor celor 4 trighere de numărare indică numărul de impulsuri sosite la intrare. De aceea, această schemă poate fi folosită şi ca fixator (înregistrator) de informaţii. Informaţiile se aplică la intrare în cod zecimal şi se înregistrează în cod binar. Rezultatul înregistrării se obţine prin cele 4 circuite de ieşire.

Informaţia poate fi obţinută însă la ieşire şi pe un singur circuit (fig. 9.48).

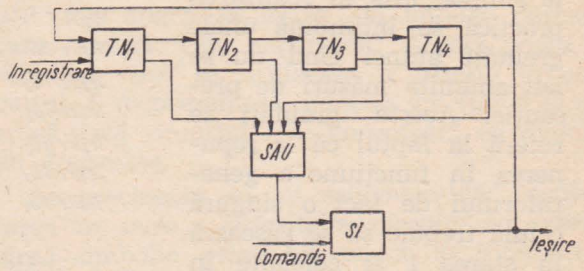


Fig. 9.48. Numărător (contor) binar cu un singur circuit de ieşire.

Cînd în numărător există înregistrată o informaţie, cel puţin un trigher de numărare se găseşte în starea *1*, ceea ce face ca la intrarea circuitului SAU să existe semnal (serie de impulsuri). La aplicarea unui impuls la intrarea de comandă, se obţine un impuls la ieşire. Acest impuls se aplică prin reacţia şi la intrarea primului trigher de numărare TN_1, ceea ce face să comute numărătorul în starea următoare.

Arhiva digitala SaDAng

Dacă la intrarea de comandă se aplică o serie de impulsuri (cu frecvența necesară la ieșire), atunci fiecare impuls obținut la ieșire va determina numărătorul să se comute cu cîte un pas. În momentul cînd toate trigherele de numărare ajung în starea *0*, circuitul ȘI se blochează și la ieșire nu se mai obține impuls, deși la intrarea de comandă continuă să se aplice o serie de impulsuri. Dacă în numărător ar fi înregistrată cifra 9 (prin aplicarea la intrarea de înregistrare a 9 impulsuri), atunci la ieșire s-ar obține (după aplicarea unei serii de impulsuri la intrarea de comandă) numai 7 impulsuri, căci după 7 pași toate trigherele ajung în starea zero. Deci la ieșire se obține întotdeauna un număr complimentar de impulsuri, adică $16-n$ impulsuri, unde n reprezintă cifra înregistrată în numărător (numărul de impulsuri sosite la intrarea de înregistrare).

Dacă acest rezultat obținut la ieșire se înregistrează într-un al doilea numărător identic cu cel din fig. 9.48, atunci la ieșirea acestuia se obțin $16-(16-n)=n$ impulsuri, adică se obține rezultatul în cod zecimal. Astfel numărătorul din fig. 9.48 poate servi și ca descifrator.

g. Circuite de temporizare cu elemente magnetice

În cazul cînd se cere o întîrziere de ordinul cîtorva perioade de tact în transmiterea unui impuls, aceasta se poate realiza cu ușurință folosind o linie de întîrziere formată dintr-un număr corespunzător de celule *T*.

În același scop se pot utiliza circuitele de codificare în impulsuri (cap. 9 § 3 *e*).

Cînd însă este necesar să se realizeze o temporizare mai mare în condiții economice este necesar să se întrebuințeze circuite speciale de temporizare.

În fig. 9.49, *a* se arată schema de principiu a unui astfel de circuit de întîrziere.

Semnalele se aplică de obicei printr-un invertor și un amplificator ferită-tranzistor *AFT*.

Cînd nu se aplică semnal la intrare, primul invertor dă semnale, care sînt amplificate de amplificatorul ferită-tranzistor. Acesta încarcă condensatorul *C* din circuitul *RC*. Constanta de timp *RC* este astfel aleasă încît condensatorul *C* să nu se descarce prea mult în intervalul dintre două impulsuri de încărcare. Curentul de descărcare al condensatorului *C* prin rezistența *R* blochează invertorul următor și trigherul dinamic *TD*. Astfel la ieșire nu se obține semnal.

Cînd se aplică la intrare o serie de impulsuri, primul invertor este blocat, amplificatorul ferită-tranzistor nu mai dă la ieșirea sa impulsuri și condensatorul *C* se descarcă. După o întîrziere determinată de constanta de timp

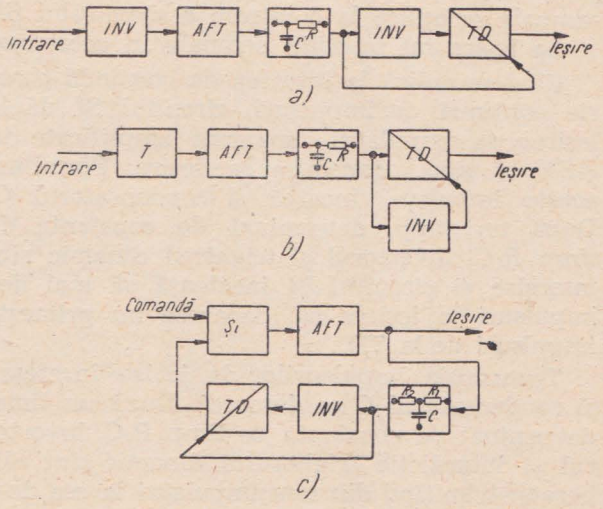


Fig. 9.49. Circuite de temporizare.

RC, invertorul și interdicția trigherului dinamic sînt eliberate și astfel se obțin semnale la ieșire.

Trigherul dinamic *TD* este necesar pentru a se obține o trecere bruscă de la starea *1* la starea *0* și invers (amplitudinea semnalelor de la ieșirea invertorului variază lent cu tensiunea de pe condensatorul *C*).

În fig. 9.49, *b* se prezintă un circuit de temporizare, care întrerupe transmiterea semnalelor la ieșire cu o întîrziere determinată față de întreruperea semnalelor de la intrare. Într-adevăr atît timp cît se aplică semnale la intrare tensiunea de pe condensatorul *C* blochează invertorul și trigherul dinamic dă semnale la ieșire. După întreruperea semnalelor de la intrare, trigherul dinamic continuă să dea semnale la ieșire un timp determinat de constanta de timp *RC*, după care invertorul, fiind eliberat, interzice trigherul dinamic. Astfel semnalele de la ieșire se întrerup cu o întîrziere determinată față de întreruperea semnalelor de la intrare.

Cu un condensator de 10 μF se pot realiza temporizări de 200—250 ms, ceea ce este util pentru realizarea releelor de serie și de elibe-

rare din registrul fără contacte al centralelor telefonice automate [22].

În fig. 9.49, *c* se prezintă schema unui pulsator magnetic, care utilizează un circuit de temporizare.

Cînd nu se aplică semnale la intrarea de comandă, circuitul ȘI rămîne blocat, invertorul pune în funcțiune trigherul dinamic, ale cărui semnale se aplică la o intrare a circuitului ȘI.

La ieșire nu se obțin semnale în acest caz.

Cînd se aplică la intrarea de comandă o serie continuă de impulsuri, circuitul ȘI dă la ieșirea sa impulsuri care sînt amplificate în *AFT* și apoi transmise la ieșire. Simultan, aceste impulsuri încarcă și condensatorul *C*. După un timp, determinat de constanta de timp R_1C, invertorul și trigherul dinamic sînt interzise și circuitul ȘI încetează să mai dea impulsuri la ieșirea sa, deoarece nu primește impulsuri de la *TD*.

Transmisia impulsurilor la ieșire încetează și condensatorul *C* se descarcă. După un timp, determinat de constanta de timp R_2C, invertorul și interdicția trigherului dinamic sînt eliberate, trimițînd din nou impulsuri la cea de-a doua intrare a circuitului ȘI. Ca urmare, se obține o nouă serie de impulsuri la ieșire. Durata seriilor de impulsuri, precum și durata pauzei dintre aceste serii de impulsuri la ieșire poate fi reglată în limite largi prin variația constantelor de timp respective.

Dacă la ieșire se conectează înfășurarea unui releu, atunci acesta va închide contactele sale în timpul transmisiei seriilor de impulsuri și le va deschide în timpul pauzei dintre aceste serii de impulsuri.

Pulsatorul magnetic se utilizează în scopul realizării colaborării centralelor telefonice automate cu registre fără contacte cu centrale telefonice automate existente, care primesc informațiile sub forma impulsurilor de disc [22].

În cazul cînd sînt necesare temporizări mai mari, ca de exemplu semnalele de 2 s și de 10 s în registrul magnetic pentru CTA cu coordonate de mare capacitate [22], sau de 10, 20, 30 și 60 s [23] în centralele telefonice automate existente, este indicat să se utilizeze un semnal pilot cu o perioadă de repetiție de 0,1—0,5 s și să se realizeze divizarea de frecvență cu ajutorul trigherelor de numărare.

Dacă nu se dispune în centrală de un asemenea semnal pilot, acesta poate fi creat cu ajutorul unui multivibrator cu tranzistoare [23].

Nu se utilizează semnale pilot cu perioade de repetiție mai mari de 0,5 s, deoarece se evită folosirea condensatoarelor electrolitice în schemele multivibratoarelor cu tranzistoare.

4. Generatoare de ton și apel cu semiconductoare pentru centrale telefonice automate

Printre primele elemente tranzistorizate ale centralelor telefonice automate existente au fost generatoarele de ton și apel, ca urmare a dezvoltării teoriei și tehnicii amplificatoarelor și oscilatoarelor de joasă frecvență cu tranzistoare.

În fig. 9.50 se prezintă schema de principiu a unui generator de ton [23], care constă din: un oscilator pilot de tip *RC* cu circuit de defazare dublu *T* paralel, care folosește un tranzistor de tipul П13А; un separator compus din două etaje cu sarcina în emitor cu tranzistoare de tipul П13А; un preamplificator cu tranzistorul de tipul EFT 123 conectat cu sarcina în colector; un amplificator final în contratimp (clasă AB) cu sarcina în emitor cu tranzistoare de tipul EFT 123.

La etajul preamplificator s-a prevăzut o puternică reacție negativă de tensiune. De asemenea s-a mai prevăzut o reacție negativă de la transformatorul de ieșire la etajul de preamplificare.

La bornele *D* și *E* se conectează legăturile de la dispozitivul de programare a întreruperii tonului. Cu ajutorul unui tranzistor în regim de cheie se pune borna *D* la masă și atunci oscilatorul intră în oscilație.

S-au obținut următoarele performanțe în regim continuu: puterea utilă — 0,25 W pe 15 Ω; frecvența (450 ± 10) Hz; factor de distorsiune 7%; tensiunea de ieșire pe rezistența de 600 Ω depășește maximum 30% tensiunea de ieșire pe rezistența de 15 Ω; puterea consumată 0,8 W.

În fig. 9.51 se prezintă [23] schema de principiu a unui generator de apel, care constă din: un oscilator similar cu cel de la generatorul de ton; un separator cu sarcina în emitor, cu tranzistor П13А; un amplificator cu trei etaje, dintre care unul cu un tranzistor EFT 123 cu sarcina în colector; al doilea cu două tranzistoare de tipul П3В în contratimp (clasă AB) cu sarcina în colector și al treilea (etajul fi-

Arhiva digitala SaDAng

nal) cu două tranzistoare de tipul П4Д în contratimp (clasă B), cu sarcina repartizată în emitor şi colector. Prin această repartizare a

S-au mai prevăzut reacţii negative de tensiune de la transformatorul de ieşire la etajele de preamplificare.

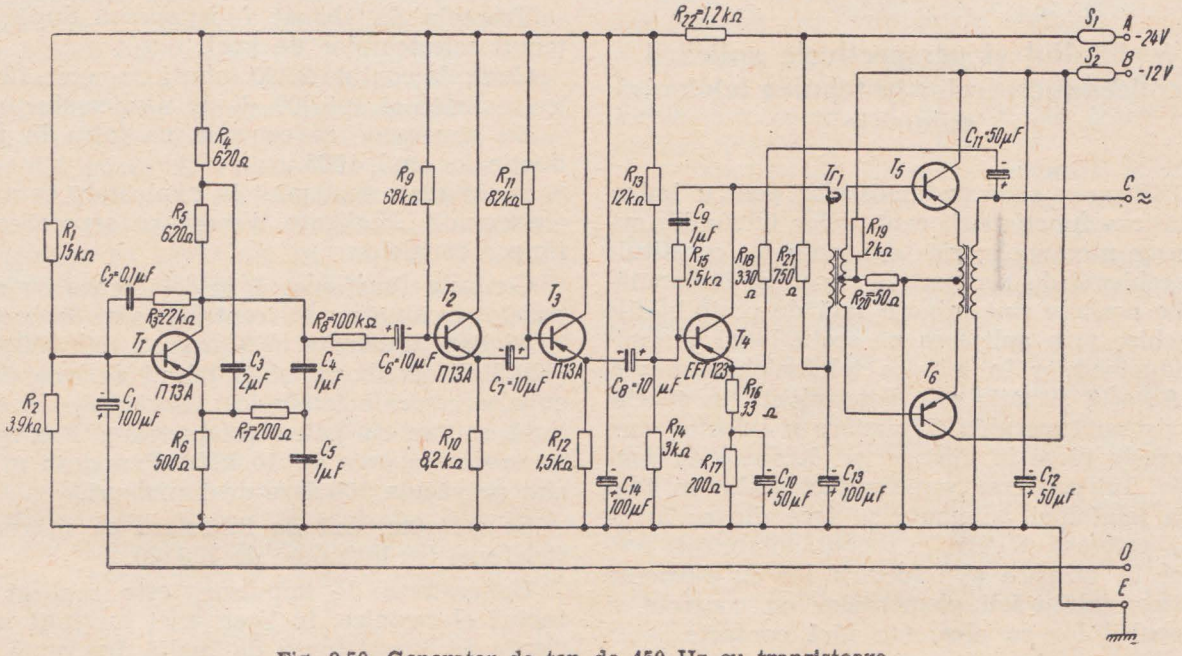


Fig. 9.50. Generator de ton de 450 Hz cu tranzistoare.

sarcinii s-a obţinut o puternică reacţie negativă care micşorează rezistenţa internă a etajului şi determină funcţionarea ca generator de tensiune constantă.

La borna C se face conexiunea cu dispozitivul de programare a întreruperilor apelului.

S-au obţinut următoarele performanţe: putere utilă 10 W; frecvenţa 25 Hz; tensiunea de

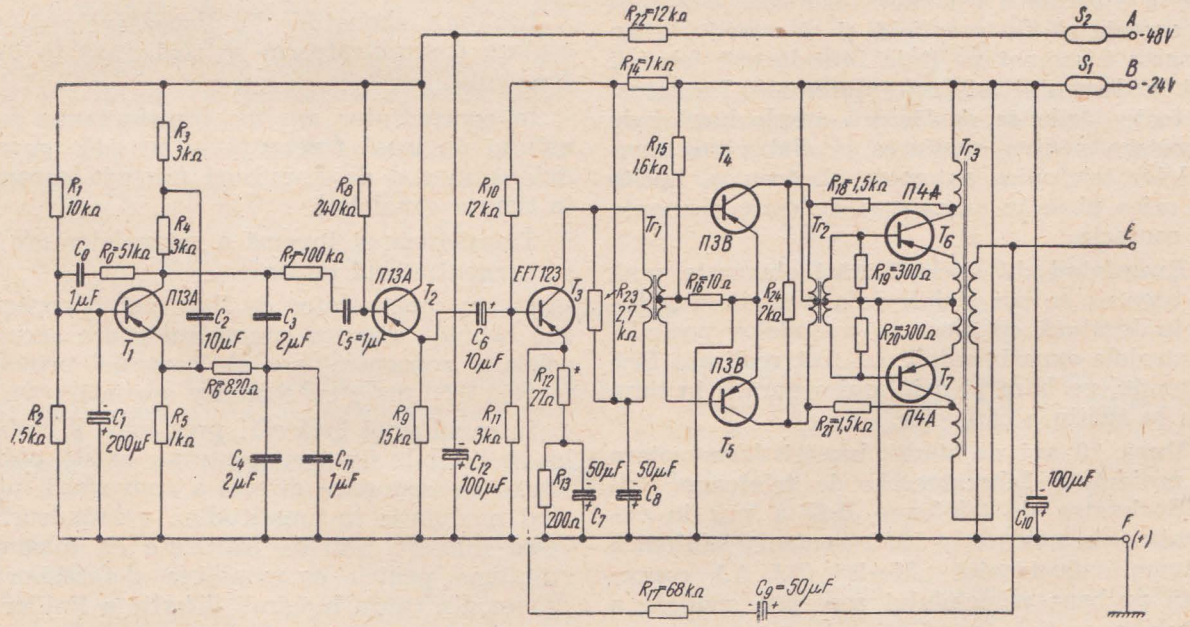


Fig. 9.51. Generator de apel de 25 Hz cu tranzistoare.

ieşire pe rezistenţa de 2 000 Ω depăşeşte tensiunea de ieşire pe rezistenţa de 500 Ω cu 20%; factor de distorsiuni 10%; consum 22 VA.

5. Stadiul şi perspectivele aplicării semiconductoarelor în tehnica telefoniei automate

Utilizarea semiconductoarelor pentru îmbunătăţirea funcţionării centralelor telefonice automate mecanoelectrice existente nu constituie o problemă de perspectivă deoarece îmbunătăţirile posibile sînt minore faţă de posibilităţile deschise prin aplicarea pe scară largă a semiconductoarelor în tehnica telefoniei automate.

Această situaţie este determinată în special de sistemul mecanic de căutare şi selecţie, care foloseşte piese în mişcare şi elemente cu contacte. Introducerea semiconductoarelor în tehnica telefoniei automate se face din ce în ce mai necesară, tocmai în scopul: înlăturării pieselor în mişcare şi înlocuirii lor cu elemente statice; înlăturării elementelor cu contacte şi înlocuirii lor cu elemente fără contacte.

Adoptarea unor circuite electronice cu semiconductoare, cum sînt acelea pentru completele de abonat, sau acelea pentru controlul căutătoarelor şi selectoarelor, sau acelea ale registrelor în centralele telefonice automate cu maşini, constituie fără îndoială o îmbunătăţire a funcţionării acestor centrale, dar fără ca aceasta să fie esenţială şi să constituie un progres însemnat pe linia introducerii tehnicii noi în domeniul telefoniei automate. De aceea, în toate ţările se desfăşoară ample lucrări de cercetare pentru studierea şi elaborarea centralelor telefonice automate electronice, lipsite de orice piese în mişcare şi de orice elemente cu contacte.

Examinînd diferitele lucrări elaborate pînă în prezent, se pot stabili deja anumite tendinţe în legătură cu alegerea metodelor posibile. Centralele experimentale au fost realizate fără excepţie, pe baza principiului separării în timp sau în spaţiu a canalelor.

După 10 ani de studii, lucrări de cercetare şi proiectare, laboratoarele de telefoane Bell şi Societatea de telefoane Bell a pus în exploatare, în noiembrie 1960, centrala telefonică automată electronică „Moris" (S.U.A.), concepută pe baza principiului separării spaţiale a canalelor, avînd capacitatea de 2 000 numere.

Pentru conectarea circuitului de convorbire se folosesc tuburi cu neon, iar pentru toate celelalte funcţii, dispozitive cu semiconductoare.

Treptele de abonat funcţionează după sistemul selectoarelor de apel.

Centrala conţine 2 300 tuburi cu neon, 12 000 tranzistoare şi 105 000 diode semiconductoare.

Se presupune că centrala va intra în producţie în anul 1965.

În Anglia a fost pusă în exploatare centrala electronică „Highgate Wood", cu separarea în timp a canalelor.

Centrala funcţionează în colaborare cu centralele existente. În centrală sînt conectate 7 200 linii, împărţite în 9 grupe a cîte 800 linii (700 linii de abonat şi 100 linii de conexiune cu alte centrale telefonice). Legăturile la centrală se fac cu patru conductoare. Frecvenţa impulsurilor este de 10 kHz. Pentru o grupă sînt prevăzute 100 faze de impulsuri.

Se folosesc linii de întîrziere cu magnetostricţiune (cu întîrziere de 100 μs).

Generatorul de impulsuri este realizat cu tuburi electronice, în lipsa unei cantităţi suficiente de tranzistoare de înaltă frecvenţă. Se utilizează dispozitive de memorie cu tambur magnetic.

A fost de asemenea elaborată şi o machetă de studiu cu semiconductoare ESSEX (sistem Bell), care funcţionează după principiul separării în spaţiu şi în timp a canalelor.

Legătura abonaţilor la dispozitivele de comutare (concentratoare) se realizează în joasă frecvenţă.

În concentrator are loc transformarea semnalului de joasă frecvenţă în semnale cu modulaţie în cod de impulsuri (metoda separării în timp a canalelor).

Transformarea inversă a semnalelor are loc în concentratorul de linie.

La un concentrator de linie pot fi conectaţi 255 abonaţi. Fiecare concentrator are acces la celelalte concentratoare ale centralei principale prin 32 canale cu separare spaţială.

În cazul unei încărcări prea mari a traficului în limitele unui concentrator există posibilitatea de comutare directă a convorbirii utilizînd modulaţia în amplitudine a impulsurilor.

Se folosesc linii de întîrziere cu magnetostricţiune pentru compensarea defazărilor ce provin din cauza lungimii diferite a liniilor de conexiune spre concentratoare.

Arhiva digitala SaDAng

Îmbinarea tehnicii comutației cu tehnica transmisiei și ca urmare folosirea multiplă a liniilor de conexiune, precum și scurtarea liniilor de abonat prin folosirea concentratoarelor conduce la o reducere substanțială a cheltuielilor pentru cablu.

Centrala poate fi extinsă la 10 000 abonați. Se pare că acest sistem are perspectiva de a oferi un sistem de comunicații electronic avantajos din punct de vedere tehnic și economic.

În U.R.S.S. au fost elaborate machete de laborator ale centralelor telefonice automate electronice cu separarea în timp și în spațiu a canalelor de convorbire. A fost astfel realizată o centrală pentru 100 numere, cu scopul de a verifica posibilitatea construirii unei centrale telefonice automate cu semiconductoare utilizînd principiul folosirii multiple în timp a circuitelor de convorbire. Principiul divizării în timp a fost aplicat și circuitului de comandă, ceea ce a permis reducerea volumului echipamentului general al centralei și utilizarea mai rațională a rapidității circuitelor electronice. Frecvența de sincronizare este 80 kHz, iar lățimea canalului 12,5 μs.

Se folosesc tranzistoare, diode și linii de întîrziere cu magnetostricțiune.

Au fost de asemenea realizate centrale de capacitate mică după principiul separării spațiale a canalelor. Astfel de centrale au fost realizate și în R.D.G.

Analizînd lucrările realizate pînă în prezent pe plan mondial în legătură cu elaborarea centralelor telefonice automate electronice se poate trage concluzia că s-a deschis perspectiva unei fabricații de serie a centralelor cu semiconductoare în jurul anului 1970.

Unul din impedimentele principale ale introducerii centralelor telefonice automate electronice în fabricația de masă îl constituie însă siguranța insuficientă în funcționarea semiconductoarelor și prețul lor ridicat.

Există și unele probleme teoretice care nu sînt complet rezolvate ca de exemplu:

— metode inginerești de calcul al circuitelor elementare de comutație, a căror complexitate derivă din caracterul neliniar al majorității acestor circuite;

— metodele de sinteză structurală a schemelor de comutație cu un număr minim de elemente;

— alegerea schemelor elementare unificate;

— formarea grupelor în centralele telefonice automate electronice (CTAE).

Pentru acoperirea nevoilor de centrale telefonice automate în decursul următorilor 10 ani, cînd nu se poate prevedea o fabricație de serie a centralelor electronice, majoritatea țărilor s-au orientat spre o soluție tranzitorie, anume spre centralele telefonice automate mecano-electronice de tip Crossbar, cu conectoare multiple cu coordonate (CMC) cu comandă electronică, folosind semiconductoare și miezuri magnetice.

Deși se mai păstrează la aceste tipuri de centrale sistemul de contacte mecanice în conectarea circuitului de convorbire, totuși ele sînt superioare centralelor cu mașini, deoarece lipsesc piesele în mișcare, căutarea și selecția făcîndu-se cu elemente statice.

Tipurile de semiconductoare și miezuri magnetice fabricate în prezent pot asigura o bună funcționare a acestor centrale.

Există posibilitatea realizării de tranzistoare, care să asigure o bună colaborare a acestor centrale cu centralele telefonice automate existente de orice tip.

Bibliografie

1. *Moisil Gr. C.*, Teoria algebrică a circuitelor cu tranzistoare (Partea I), Automatica și Electronica, 5 (1961), nr. 3 (mai—iunie) pp. 101—104.
2. *Moisil Gr. C.*, Teoria algebrică a mecanismelor automate, Editura Tehnică, București, 1959, p. 55, 67.
3. *Ohlsen G. T.*, Static switching, Electronic Engineering, October 1960, pp. 609—613.
4. Гальперин Е. И., Сулицки Ю. Н., Полупроводниковые логические переключающие схемы, Советское Радио, Москва, 1960, pp. 55 — 96.
5. *Deuitch D. E.*, Junction Transistor Switching characteristics, in TRANSISTOR I, a Selection of popers, RCA Laboratories, Princeton, New York, 1956, pp. 609—639.
6. *Henle R. A., Walsch I. L.* The Application of Transistors to computors, Proc. I.R.E., June, 1958, pp. 1240—1254.
7. Рове В. Д., Ройер Г. Х., Расчет транзисторной схемы запрета, Сборник статей, Применение транзисторных и магнитных элементов в вычислительных машинах, Советское Радио, Москва, 1960, pp. 43—55.

8. *David Dewitt, Rossoff Arthur L.*, Transistor Electronics, Mc Graw-Hill Book Company, Inc., New York, 1957, cap. 13, § 5.
9. *Hunter L. P.* Handbook of Semiconductor Electronics, Mc Graw-Hill, 1956, cap. 15, pp. 44—47.
10. *Shea R. F.*, Transistor Circuit Engineering, New York, 1958, cap. 10, pp. 317—324.
11. *Karnaugh M.*, Pulse Switching circuits using magnetic cores, Proc. I.R.E. v. 43, nr. 5, May 1955, pp. 570—584.
12. Демин Е. А., Чиненков Л. А., Регистры сдвига на ферритовых сердечниках в радиотехнике, Госэнергоиздат, Москва-Ленинград, 1960.
13. Заволокина З. И., Магнитные элементы и цифровых вычислительных устройствах, Госэнергоиздат, Москва-Ленинград, 1958.
14. Кобленц Я. Г., Бесконтактные способы телефонной коммутации, Связьиздат, М. Л., 1957.
15. Кобленц Я. Г., Яковенко Д. А., Однотактная коммутационная схема с промежуточным контуром ЛС на ферритах с прямоугольной петлей гистерезиса, Электросвязь, 1957, № 11.
16. Мартынов Е. М., Бесконтактные переключающиеся устройства, Госэнергоиздат, М. Л., 1958.
17. Кобленц Я. Г., Построение и анализ однотактных магнитных логических и тригерных коммутационных схем, Ц Электросвязь 1959, № 3.
18. *Newhouse V. L., Prywes N. S.*, High speed shift register using one core per bit. I.R.E., Transactions on EC, 1956, Sept., p. 114.
19. *Alexiu I., Bălănescu C., Cătuneanu V. M., Daniliuc N., Rusu N.*, Circuite de comutaţie cu miezuri magnetice, Comunicare ştiinţifică la cea de-a 2-a Conferinţă pe ţară „Semiconductoarele şi aplicaţiile lor", manuscris la Acad. R.P.R., 1961, sept. 15.
20. *Cătuneanu V. M.*, Noi scheme de circuite de comutaţie cu miezuri magnetice, Idem.
21. *Bălănescu C., Cătuneanu V. M., Rusu N.*, Instalaţii pentru sortat miezuri de ferită în condiţii de funcţionare şi pentru încercat celule de comutaţie magnetică, Idem.
22. *Alexiu I., Bălănescu C., Cătuneanu V. M., Daniliuc N., Rusu N., Stănescu V.*, Registru magnetic pentru CTA cu coordonate de mare capacitate, Idem.
23. *Alexiu I., Bălănescu C., Cătuneanu V. M., Daniliuc N.*, Dispozitive de semnalizare cu semiconductoare pentru CTA de instituţie, Idem.

Arhiva digitala SaDAng

X

Echipamente de curenți purtători tranzistorizate

1. Generalități

Echipamentele de curenți purtători au fost primele instalații de telecomunicații cu fir care au fost tranzistorizate.

Acest lucru a fost posibil datorită faptului că pe de o parte tranzistoarele fabricate în serie de industrie au atins deja performanțele cerute pentru banda de frecvențe necesară acestor echipamente, iar pe de altă parte că aceste echipamente reclamă în deosebi etaje amplificatoare și oscilatoare cu tranzistoare, a căror teorie a fost pusă la punct într-o mare măsură, ceea ce a permis elaborarea de metode de calcul inginerești.

Tranzistorizarea echipamentelor de curenți purtători a determinat micșorarea gabaritelor, prelungirea duratei de funcționare și reducerea consumului de energie electrică.

În cele ce urmează se vor prezenta unele scheme caracteristice de amplificatoare și oscilatoare cu tranzistoare utilizate în echipamentele de curenți purtători. Apoi se vor prezenta cîteva scheme de repetoare vocale și de echipamente de curenți purtători tranzistorizate.

2. Amplificatoare pentru echipamente de curenți purtători

În fig. 10.1 este prezentată schema unui amplificator cu un singur etaj cu tranzistor conectat cu baza comună [1]. Amplificatorul are un cîștig redus, dar în schimb are distorsiuni mici cu toate că nu folosește reacția.

Intrarea în amplificator se face prin transformatorul Tr_1, care realizează adaptarea etajului cu impedanța liniei sau a altui etaj anterior (de obicei 600 Ω). De asemenea, transformatorul Tr_2 face adaptarea între impedanța de ieșire a tranzistorului și impedanța de sarcină (600 Ω).

Pentru ca tranzistorul să fie alimentat în circuitul emitorului cu un curent constant, s-a

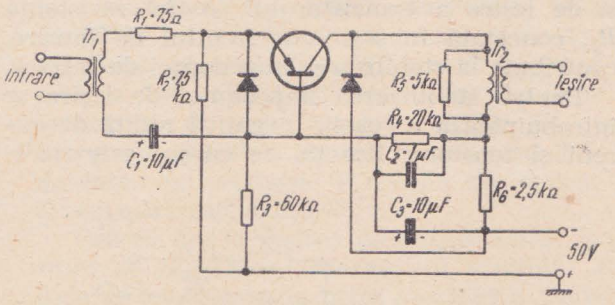


Fig. 10.1. Amplificator cu tranzistor realizat după schema cu baza comună.

conectat rezistența R_1 în circuitul de intrare. În paralel cu primarul transformatorului de ieșire se află rezistența R_5, care are ca scop stabilizarea sarcinii tranzistorului. Rezistențele R_2, R_3 și R_4 stabilesc punctul de funcționare al tranzistorului în curent continuu. Rezistența R_2 trebuie să fie suficient de mare pentru a nu șunta semnalele de pe emitorul tranzistorului. O valoare prea mică a rezistenței R_2 mărește distorsiunile.

Performanțele etajului sînt limitate datorită rezistențelor R_1 și R_5 care micșorează cîștigul amplificatorului în favoarea stabilității lui.

Cîștigul amplificatorului este de 1,5 N la o putere consumată de 4,1 la 50 V, iar variația

amplificării în funcţie de temperatură este mai mică de 0,0002 N/1°C.

În fig. 10.2 se prezintă schema unui etaj amplificator cu un tranzistor conectat după schema cu emitorul comun [1].

Pentru a avea o amplificare cît mai constantă şi distorsiuni reduse, cerinţe ce se impun amplificatoarelor telefonice, s-au luat mă-

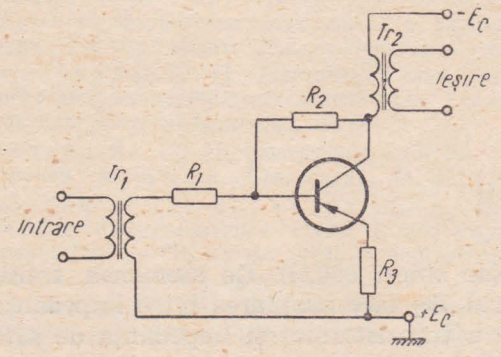


Fig. 10.2. Amplificator cu tranzistor cu emitorul comun.

suri pentru stabilizarea impedanţei de intrare şi de ieşire a tranzistorului. Astfel rezistenţa R_4, conectată în serie cu circuitul de intrare, contribuie la stabilizarea impedanţei de intrare.

Pentru stabilizarea impedanţei de ieşire se întrebuinţează o reacţie negativă mixtă de curent şi tensiune. Reacţia de curent este reali-

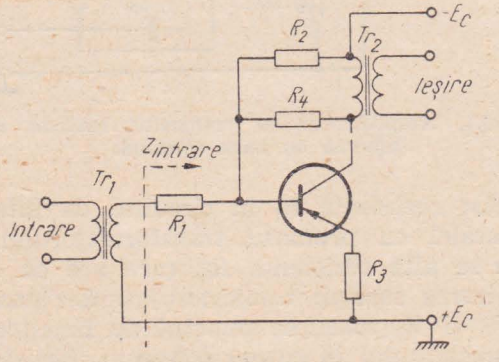


Fig. 10.3. Amplificator cu tranzistor cu emitorul comun, la care impedanţa de la ieşire nu variază cu impedanţa de la intrare.

zată cu ajutorul rezistenţei R_3, care produce la intrare o tensiune proporţională cu curentul de colector şi decalată cu 180° faţă de cea de la intrare. Reacţia de tensiune este realizată prin căderea de tensiune pe rezistenţa R_2 care produce în circuitul bazei un curent proporţional cu tensiunea de la ieşire.

Un dezavantaj al schemei din fig. 10.2 constă în faptul că impedanţa de ieşire depinde de impedanţa de intrare. Pentru a înlătura acest dezavantaj, se utilizează schema din fig. 10.3, unde reacţia de tensiune se obţine prin intermediul a două rezistenţe (R_2 şi R_4) conectate la capetele înfăşurării primare a transformatorului de ieşire [1].

În cazul acesta, impedanţa de ieşire este independentă de rezistenţa R_1. Rezistenţele R_2 şi R_4 trebuie să fie suficient de mari pentru a nu şunta sarcina.

În fig. 10.4 se prezintă schema unui amplificator cu două tranzistoare, care funcţionează în contratimp.

Această schemă are la bază amplificatorul din fig. 10.2. Reacţia de tensiune se realizează prin intermediul rezistenţelor R_5, iar reacţia de curent prin intermediul rezistenţelor R_6 şi R_4.

Rezistenţele R_2 au rolul ca să menţină constantă impedanţa de intrare a tranzistoarelor. Pentru o alimentare simetrică a tranzistoarelor, minusul bateriei se aplică prin rezistenţele R_6, prin cele două înfăşurări simetrice ale primarului transformatorului de ieşire Tr_2, la colectoarele celor două tranzistoare T_1 şi T_2. Plusul se aplică prin rezistenţele R_3. Pentru simetrizarea intrării, rezistenţa R_1 se conectează la borna mediană a secundarului transformatorului de intrare Tr_1.

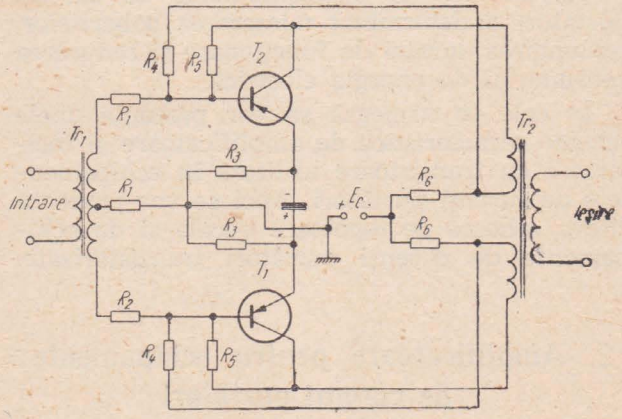


Fig. 10.4. Amplificator în contratimp cu tranzistoare.

Acest amplificator dă un cîştig de 3 ori mai mare faţă de cel obţinut cu un singur tranzistor (fig. 10.1). Se obţine astfel un cîştig de 3,2 N, iar coeficientul de distorsiuni, la un nivel de ieşire de de 1,6 N, nu depăşeşte 4%. Variaţia amplificării cu variaţia temperaturii este 0,003 N/1°C.

Arhiva digitala SaDAng

Dezavantajul acestei scheme constă în faptul că cele două tranzistoare trebuie să aibă parametrii foarte apropiați pentru a asigura o funcționare corectă.

Dacă se întrebuințează un amplificator cu două etaje este neapărat necesar, pentru stabilizarea amplificării și reducerea distorsiunilor, să se realizeze o reacție negativă de la ieșirea

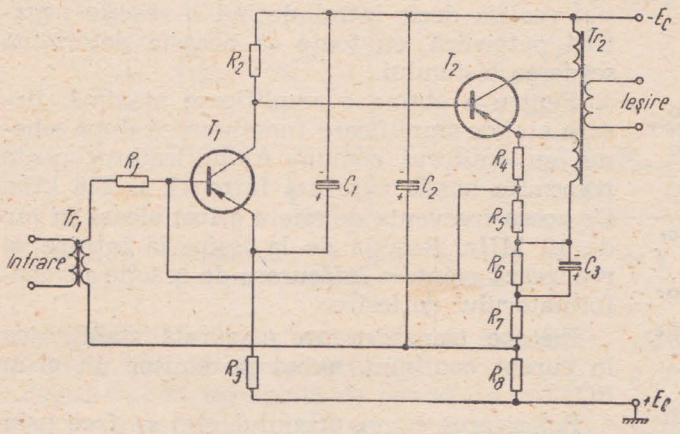


Fig. 10.5. Amplificator cu două etaje cu tranzistoare.

amplificatorului la intrarea primului etaj. Aceasta nu se poate realiza decît fie utilizînd al doilea etaj cu colectorul comun pentru a nu inversa faza, fie realizînd o reacție magnetică de la transformatorul de ieșire. Schema din fig. 10.5 utilizează prima variantă.

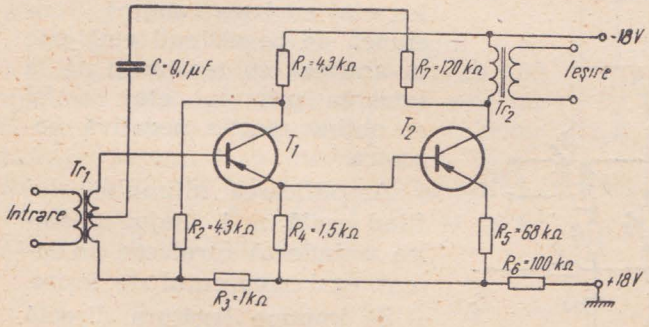


Fig. 10.6. Amplificator cu două etaje fără condensatoare electrolitice.

Primul etaj are tranzistorul conectat cu emitorul comun, iar semnalul amplificat de acesta se aplică la baza celui de-al doilea etaj care este conectat cu colectorul comun.

Reacția de curent se realizează prin intermediul rezistențelor R_4, R_5 și R_7, iar reacția de tensiune prin rezistența R_4. Rezistențele R_6 și R_8 fac stabilizarea punctului de funcționare în curent continuu. Rezistența R_1 stabilizează impedanța de intrare a schemei.

Cîștigul amplificatorului este de 3,4 N la o putere consumată de 320 mW. Raportul dintre semnal și armonici la un nivel de 2 N este de 5,3 N.

Întrucît experiența practică a arătat că întrebuințarea condensatoarelor electrolitice în amplificatoare telefonice nu prezintă suficientă siguranță, în fig. 10.6 este prezentată schema unui amplificator cu 2 etaje, care nu întrebuințează condensatoare electrolitice.

Condensatoarele electrolitice au rolul să decupleze rezistențele care definesc și stabilizează condițiile de lucru în curent continuu a tranzistorului. Principalele probleme ce se pun pentru realizarea unui amplificator care nu întrebuințează condensatoare electrolitice sînt: condițiile de lucru ale tranzistorului să nu varieze cu temperatura; circuitul de stabilizare să nu consume prea mult; disipația colectorului să nu depășească pe cea admisibilă. În schema din fig. 10.6, tranzistoarele admit tensiunea maximă de 30 V între colector și emitor. Tranzistorul T_1 disipă pînă la 25 mW, iar tranzistorul T_2 pînă la 250 mW. Rezistențele R_1, R_2, R_3 și R_4 determină și stabilizează condițiile de lucru în curent continuu pentru tranzistorul T_1. Rezistența R_5 produce o reacție de curent în schema tranzistorului T_2.

Reacția de la ieșirea amplificatorului la intrare se face prin intermediul grupului R_7C, care se conectează la priza mediană a transformatorului de intrare Tr_1.

Pentru o bună stabilitate a schemei, căderea de tensiune de pe rezistența R_4 este mai mare decît tensiunea baza-emitor a tranzistorului T_2.

Rezistențele R_5 și R_6 trebuie să fie mici în comparație cu rezistența de sarcină a tranzistorului; în caz contrar amplificarea scade.

Cîștigul amplificatorului este de 3,4 N la o putere consumată de aproximativ 300 mW. Distorsiunile etajului nu depășesc 5%, iar temperatura de lucru poate varia între 0° și 45°C.

Un amplificator cu două etaje, în care intervine și transformatorul în circuitul de reacție, este prezentat în fig. 10.7 [2].

Această schemă este simetrică din punct de vedere al ieșirii. Se utilizează două tranzistoare *npn* cu emitorul comun pentru a se obține o amplificare maximă. Fiecare etaj are asigurată stabilitatea punctului de funcționare

cu variațiile de temperatură prin grupele de rezistențe și condensatoare R_5C_1 și R_6C_2.

Reacția de la ieșirea amplificatorului la intrarea sa se realizează prin intermediul unei înfășurări separate a transformatorului de ieșire, care are un capăt conectat la emitorul transformatorului T_2, iar celălalt la rezistența R_4, care asigură polarizarea corespunzătoare a

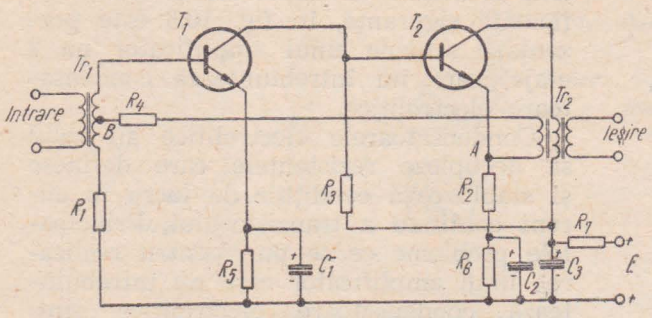


Fig. 10.7. Amplificator cu două etaje, cu reacție magnetică de la transformatorul de ieșire.

bazei primului tranzistor. Variațiile de potențial ale punctului B în funcție de temperatură sînt practic independente de curentul I_{C0} al primului tranzistor și depind numai de variațiile de potențial ale punctului A. Rezistența R_2 trebuie să fie mică în raport cu impedanța de sarcină (1/10...1/20), astfel amplificarea scade prea mult.

Pentru ca reacția să nu depindă de frecvență, reactanța capacitivă a lui C_2 trebuie să

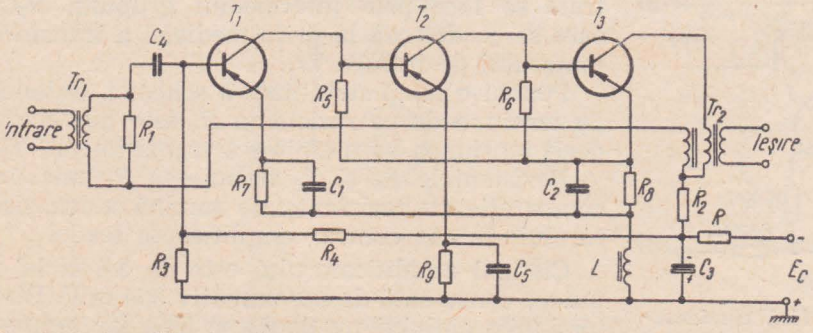


Fig. 10.8. Amplificator de grup cu trei etaje, de mică putere, cu reacție magnetică.

fie neglijabilă față de rezistența R_2, la cea mai joasă frecvență transmisă.

Alimentarea colectorului primului etaj se realizează prin rezistența R_3.

Întrebuințînd tranzistoare cu β între 60 și 70, cîștigul obținut poate ajunge la aproximativ 3,5 N.

În fig. 10.8 se prezintă [2] schema unui amplificator cu 3 etaje, destinat să lucreze ca amplificator de grup.

Amplificatorul trebuie să amplifice mai multe căi telefonice. De aceea pe lîngă condițiile de stabilitate a amplificării și distorsiunile reduse, acestui amplificator i se mai pune condiția suplimentară ca intermodulația între căi să fie minimă. Toate aceste cerințe nu se pot realiza decît întrebuințînd o reacție negativă puternică, cu toate că aceasta determină scăderea cîștigului.

Pentru a obține o amplificare maximă, fiecare etaj de amplificare funcționează după schema cu emitorul comun. Amplificatorul poate transmite banda cuprinsă între 12 și 256 kHz. De aceea frecvența de tăiere a fost aleasă în jur de 10 MHz. Reacția de la ieșire la intrare se realizează printr-o înfășurare de reacție a transformatorului de ieșire.

Fiecare tranzistor are asigurată stabilitatea în curent continuu, avînd pe emitor un grup RC.

Polarizarea bazei primului etaj se face prin intermediul rezistențelor R_3 și R_4.

Cu această schemă s-au obținut următoarele rezultate: cîștigul 4 N $\pm$ 0,01; coeficientul de reflexii mai mic de 10%.

În fig. 10.9 se prezintă schema unui amplificator de putere care funcționează în banda de la 12 la 256 kHz.

Schema are primul etaj cu emitorul comun, al doilea etaj cu colectorul comun, iar al treilea etaj cu baza comună. Tensiunea de pe ultimul etaj este în antifază cu tensiunea de la intrarea primului etaj; astfel se obține reacția negativă necesară.

Amplificarea ultimului etaj fiind egală cu 1, etajul al doilea trebuie să furnizeze un curent egal cu curentul de ieșire.

Se impune legătura directă în curent continuu între cele 2 etaje, în caz contrar sursa de alimentare va trebui să furnizeze un curent dublu. Aceasta s-a obținut utilizînd tranzistoare complementare *pnp* și *npn*.

Rezistențele R_4 și R_5 decuplate de condensatorul C_2 asigură polarizarea bazei tranzistorului T_3. Curentul care circulă prin aceste rezistențe este mai mare ca cel care circulă prin baza tranzistorului T_3. Astfel potențialul conti-

Arhiva digitala SaDAng

nuu al acestui electrod este stabilizat la variaţiile temperaturii. Rezistenţa R_6, decuplată de condensatorul C_5, dă naştere unui curent contiFig. 10.9. Amplificator de grup cu trei etaje, de putere, cu reacţie magnetică.

nuu în al doilea etaj şi contribuie la stabilizarea lui la variaţia temperaturii.

Rezistenţa R_3, decuplată de condensatorul C_6, creează o reacţie de curent continuu şi asigură polarizarea bazei tranzistorului T_1. Reacţia negativă de curent alternativ este realizată prin transformatorul de ieşire şi este aplicată în serie cu circuitul de intrare.

Inductanţa L_1 este aleasă în aşa fel încît împreună cu rezistenţa R_7 să prezinte o impedanţă mare faţă de impedanţa de intrare a tranzistorului T_2, la cea mai joasă frecvenţă.

Utilizînd un tranzistor în etajul 3 cu o disipaţie admisibilă pe colector de 200 mW, cu tensiunea maximă între colector şi bază de 45 V, curentul de colector maxim 50 mA, iar frecvenţa de tăiere între 0,5 şi 1,5 MHz, cîştigul amplificatorului este de 3 N$\pm$0,04 N, iar coeficientul de reflexii de 10%.

3. Oscilatoare pentru echipamente de curenţi purtători

Oscilatoarele sînt utilizate în echipamentele de curenţi purtători ca generatoare de frecvenţă purtătoare. Pentru o funcţionare corectă a echipamentului este necesar ca abaterile de frecvenţă a semnalelor purtătoare să nu fie mai mari de $1 \cdot 10^{-4}$ %, ceea ce impune întrebuinţarea cristalelor de cuarţ pentru stabilizare.

Pentru semnalele pilot nu se cere o stabilitate atît de mare a frecvenţei şi se întrebuinţează montaje fără cuarţ. Mai jos sînt prezentate două scheme uzuale: una pentru un oscilator cu cuarţ, iar a doua ca generator de semnale pilot.

În fig. 10.10 [3] se prezintă schema unui oscilator împreună cu etajul separator întrebuinţat în echipamentul sovietic K-3.

Oscilatorul întrebuinţează un tranzistor П 14 conectat cu emitorul comun. Punctul de funcţionare al tranzistorului este stabilizat în curent continuu cu ajutorul rezistenţelor R_1, R_2 şi R_3. Divizorul de tensiune format din rezistenţele R_1 şi R_2 asigură negativarea bazei, iar rezistenţa R_3 asigură alimentarea colectorului. Pentru o stabilitate suplimentară, oscilatorul are o reacţie de curent continuu, dată de grupul R_4C_4 conectat pe emitor. Reacţia pozitivă necesară oscilării schemei este realizată magnetic prin intermediul transformatorului Tr_1.

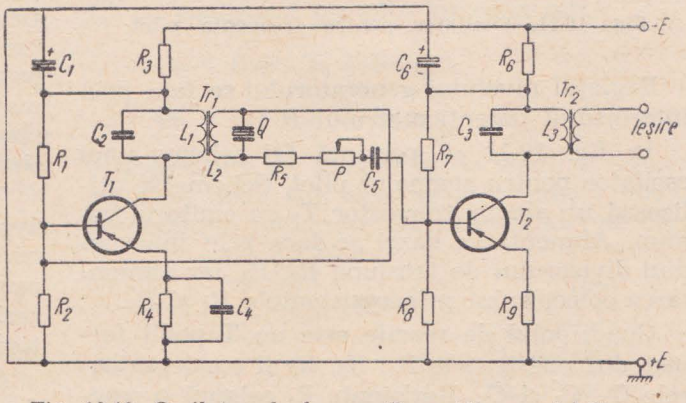


Fig. 10.10. Oscilator de frecvenţă purtătoare stabilizat cu cuarţ.

Sarcina colectorului este constituită din circuitul L_1C_2 acordat pe o frecvenţă apropiată de frecvenţa oscilatorului şi circuitul format din L_2 şi capacitatea cristalului de cuarţ Q, acordat pe frecvenţa oscilatorului.

Oscilatorul asigură o funcţionare stabilă a frecvenţei (abaterile sînt mai mici de $1 \cdot 10^{-5}$ %) în intervalul +15°C...+40°C.

Pentru a asigura o funcţionare stabilă a oscilatorului cu variaţiile sarcinii, între sarcină şi oscilator se conectează un etaj separator. Etajul întrebuinţează tranzistorul П14 cu emitorul comun, care funcţionează în regim de am-

plificare. Cuplajul dintre etaje se face prin grupul R_5, potențiometrul P și condensatorul C_5. Fixarea punctului de funcționare se face prin rezistențele R_6, R_7 și R_8. Rezistența R_9 produce o reacție de curent pentru stabilizarea funcționării montajului și reducerea distorsiunilor.

Sarcina etajului separator o constituie circuitul oscilant L_3C_3. Ieșirea se face prin intermediul transformatorului Tr_2.

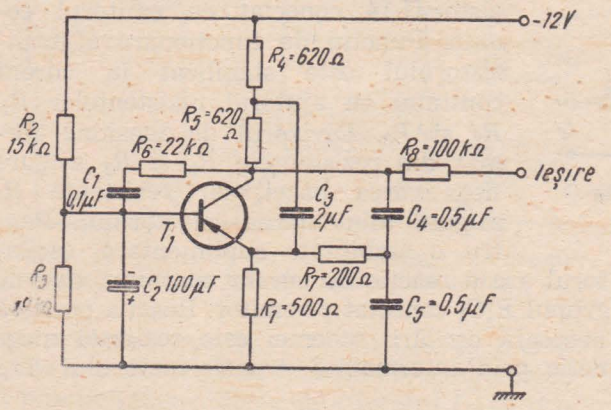


Fig. 10.11. Oscilator pentru frecvența pilot.

Reglajul nivelului generatorului se face prin intermediul potențiometrului P.

În fig. 10.11 se prezintă [4] schema unui oscilator pentru semnalul pilot. Schema se utilizează un singur tranzistor T_1 cu emitorul comun. Alimentarea bazei se face prin intermediul divizorului de tensiune R_2, R_3, iar alimentarea colectorului prin rezistențele R_4 și R_5.

Cuadripolul de reacție este un T podit format din rezistențele R_4, R_5, R_7 și condensatoarele C_3, C_4 și C_5. Rezistența R_1 asigură o reacție negativă de curent pentru stabilitate și micșorarea distorsiunilor. Pentru a mări stabilitatea tensiunii de ieșire cu variațiile tensiunii de alimentare, s-a introdus reacția negativă de tensiune formată din rezistența R_6 și condensatorul C_1. Condensatorul electrolitic C_2 realizează decuplarea alimentării bazei.

Întrebuințînd un tranzistor de tipul EFT-121 și valorile elementelor date în fig. 10.11, frecvența de oscilație este de 450 Hz, iar tensiunea de ieșire 1,5 V.

Stabilitatea de frecvență cu variațiile tensiunii de alimentare este de $2 \cdot 10^{-2}$.

Pentru a stabiliza oscilatorul la variațiile sarcinii se utilizează un etaj separator.

4. Modulatoare pentru echipamente de curenți purtători

Echipamentele clasice de curenți purtători (cu tuburi electronice), cît și cele moderne echipate cu tranzistoare, întrebuințează modulația de amplitudine cu elemente pasive.

Pentru realizarea procesului de modulație este necesar să se întrebuințeze un element neliniar care să prezinte o rezistență mică în sensul de conducție și o rezistență mare în sens invers. Dacă se notează cu f frecvența semnalului modulator, iar cu F frecvența purtătoare, la ieșirea modulatorului se obține un spectru larg de frecvențe: F, $F-f$, $F+f$, $F-2f$, $F+2f$, $?F+f$, etc. Un filtru conectat la ieșirea modulatorului transmite banda F, $F+f$.

Majoritatea echipamentelor de curenți purtători, fie cu tuburi electronice fie cu tranzistoare, întrebuințează celule de cuproxizi. Mai recent au apărut diodele semiconductoare cu siliciu, care au început să se întrebuințeze datorită proprietăților lor superioare [5]. Aceste proprietăți constau în: omogenitatea caracteristicelor, rezistența diferențială în zona de blocare de ordinul zecilor-sutelor de megohmi, posibilitatea aplicării unei tensiuni mult mai mare în sens direct, rezistența diferențială în zona de trecere îmbunătățită, precum și o funcționare stabilă la variația temperaturii.

Toate aceste proprietăți conduc la o serie de avantaje ale montajelor modulatoare care folosesc diode cu siliciu și care constau în: ameliorarea randamentului de modulație, reducerea rezidurilor de curenți purtători, reducerea distorsiunilor neliniare, etc.

Schemele modulatoarelor cu diode semiconductoare cu siliciu sînt identice cu cele cu elemente de cuproxid [6].

Modulatoarele și demodulatoarele cu tranzistoare se utilizează mai puțin. Acestea prezintă avantajul că semnalul de la ieșire este amplificat, dar schema este mai greu de realizat, iar prețul de cost în etapa actuală este mai mare.

În fig. 10.12 se prezintă schema unui demodulator pentru o singură alternanță [7]. Schema conține două tranzistoare T_1 și T_2 de tipul *pnp*.

Semnalul purtător modulat se aplică la transformatorul Tr_1, iar semnalul purtător nemodulat la bornele transformatorului Tr_2. Cînd nu există semnal la bornele transformatorului Tr_1, pe bazele celor două tranzistoare se aplică numai semnale de frecvență purtătoare nemodu-

Arhiva digitala SaDAng

late, iar tranzistoarele vor fi în stare de conducție numai la aplicarea alternanței negative. Semnalele aplicate pe bazele tranzistoarelor sînt egale și de aceea curenții prin cele două tranzistoare sînt egali. Acești curenți circulă în sensuri opuse prin sarcina conectată între borna de ieșire și masă. De aceea, în acest caz, la ieșire nu va fi semnal.

Dacă la intrarea transformatorului Tr_1 sosesc semnalele purtătoare modulate, pe bazele tranzistoarelor T_1 și T_2 se vor aplica tensiuni de polarități opuse.

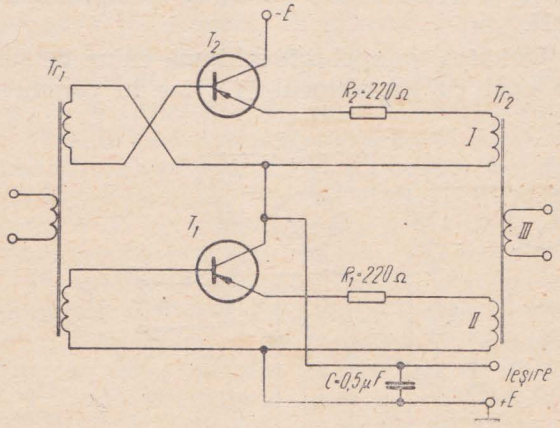


Fig. 10.12. Demodulator cu tranzistoare.

Întrucît semnalul frecvenței purtătoare este mult mai mare ca cel modulat, primul va dicta conductibilitatea sau neconductiblitatea celor două tranzistoare, iar cel de-al doilea va mări conductibilitatea unui tranzistor și va micșora conductibilitatea celuilalt.

În cazul acesta în circuitele emitor-colector ale tranzistoarelor T_1 și T_2 vor circula curenți diferiți, iar la ieșire va apare un semnal ce reprezintă semnalul de joasă frecvență. Semnalul de înaltă frecvență este scurtcircuitat de condensatorul C. Demodulatorul are dezavantajul că nu întrebuințează decît o singură alternanță.

5. Repetoare vocale cu tranzistoare

În fig. 10.13 se prezintă schema bloc a repetorului vocal cu tranzistoare de fabricație românească tip R.V.T. [8], care poate funcționa pe două sau patru fire ca repetor intermediar sau repetor terminal pe circuite aeriene de oțel, cupru bimetal sau pe circuite de cabluri încărcate.

Schema bloc cuprinde transformatoare de adaptare, egalizoare, filtre trece sus și trece jos, atenuatoare, amplificatoare și sisteme diferențiale.

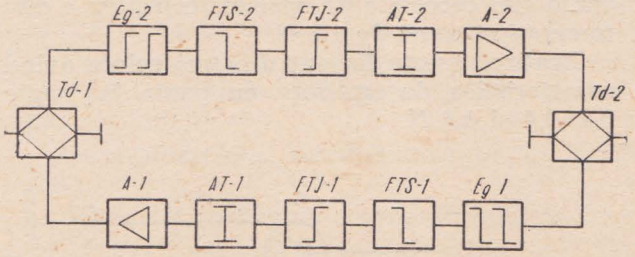


Fig. 10.13. Schema-bloc a repetorului vocal românesc tip R.V.T. (fără partea de apel și semnalizare).

Construcția repetorului este astfel realizată încît să corespundă cerințelor fundamentale și necesităților exploatării telefonice.

Cîștigul amplificatorului la frecvența de 800 Hz cu egalizorul complet întrodus este:

— pe 4 fire : ⩾ 3 Neperi

— pe 2 fire : ⩾ 2 Neperi

Impedanța de intrare și de ieșire a repetorului pe două fire este de aproximativ 600 Ω, iar modulul factorului de reflexie, atît pe două

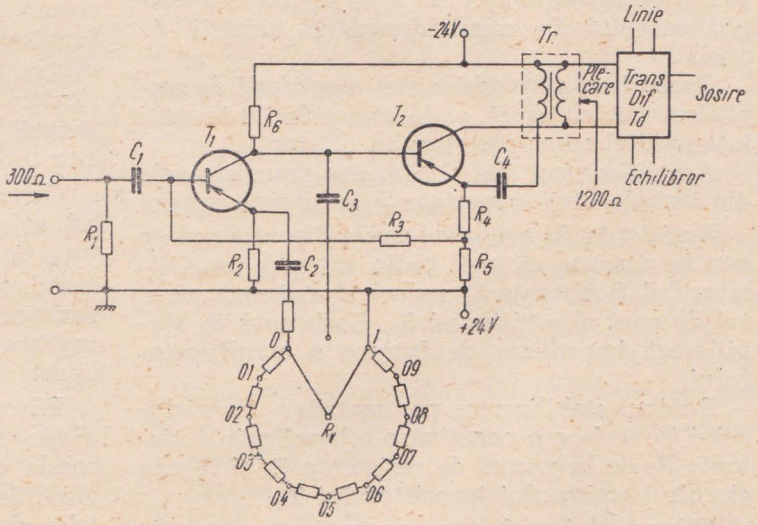


Fig. 10.14. Schema amplificatorului din repetorul românesc tip R.V.T.

fire cît şi pe patru, este mai mic decît 0,2 în întreaga bandă transmisă.

Transformatorul de adaptare realizează adaptarea impedanţei de intrare de 300 Ω cu impedanţa liniei de 600 Ω , în cazul funcţionării pe patru fire, şi în acelaşi timp izolează din punct de vedere al curentului continuu linia de alimentare a repetorului.

Distorsiunile de atenuare în raport cu frecvenţa sînt corectate de egalizoare pentru o distorsiune maximă de 1,2 N.

Egalizorul este format din trei celule avînd caracteristica de egalizare cu panta în trepte 0,2; 0,4 şi 0,6 N.

de 0,1 N. Cuplarea între tranzistorul T_1 şi T_2 se face direct, emitorul tranzistorului T_1 fiind conectat la baza tranzistorului T_2.

Pentru reducerea distorsiunilor neliniare etajul al doilea are o reacţie negativă realizată prin intermediul transformatorului de reacţie *Tr*. Sarcina celui de-al doilea etaj o constituie transformatorul diferenţial *Td*.

Amplificatorul este echipat cu tranzistoarele П1Д şi П2А şi are un cîştig de aproximativ 4 N.

Unitatea de apel este echipată cu un detector de apel cu tranzistorul П1, iar în panoul de

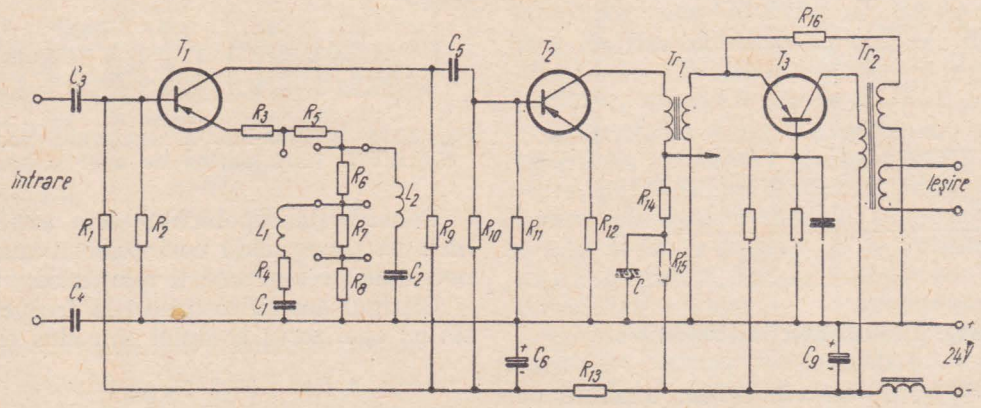


Fig. 10.15. Schema amplificatorului din repetorul vocal I.T.U.

Filtrele trece sus şi trece jos au rolul de a îmbunătăţi echilibrarea sistemului diferenţial.

În plus, filtrul trece jos are rolul de a opri pătrunderea curenţilor de apel la intrarea amplificatorului în cazul dereglării unităţii de apel.

Curenţii de convorbire sînt amplifcaţi de amplificatorul cu două etaje şi ies în linie prin intermediul transformatorului diferenţial.

Amplificatorul (fig. 10.14) are tranzistoarele din ambele etaje conectate cu emitorul comun.

Rezistenţa R_5 are o valoare suficent de mare pentru a şunta cît mai puţin intrarea amplificatorului. Rezistenţa R_3 reduce şi mai mult efectul de şunt al rezistenţei R_5. Rezistenţa R_4 stabilizează impedanţa de intrare a amplificatorului.

Pentru stabilizarea parametrilor tranzistorului T_1 se face o negativare a bazei prin rezistenţa R_3 de la grupul de rezistenţe R_4 şi R_5 din circuitul emitorului tranzistorului T_2.

Primul etaj mai este prevăzut cu o reacţie negativă variabilă, conectată în circuitul emitorului. Ea permite variaţia cîştigului în trepte

măsură există un generator de măsură echipat cu două tranzistoare.

Repetorul sovietic ITU [9] are schema bloc asemănătoare cu cel descris şi este destinat a fi folosit în orice condiţii cerute de exploatare, atît ca amplificator intermediar cît şi ca amplificator terminal. Reglarea amplificării se realizează între limitele de 2,2 N, în trepte de cîte 0,1 N.

Caracteristicile de funcţionare ale repetorului se mentin neschimbate pînă la temperatura de +50°C.

Adaptarea rezistenţei centralei de 600 Ω la rezistenţa de 300 Ω a sistemului diferenţial se realizează cu ajutorul unui transformator echilibrat.

Filtrul trece jos conţinut în schemă permite să se varieze banda de trecere în funcţie de banda de frecvenţă amplificată, micşorîndu-se amplificarea dincolo de limitele benzii frecvenţelor de lucru.

Filtrul trece sus prezintă o atenuare de 1 N pentru frecvenţele mai mici sau egale cu 100 Hz.

Arhiva digitala SaDAng

Pentru corectarea distorsiunilor de amplitudine şi de frecvenţă introduse în linie, repetorul este prevăzut cu un număr de patru egalizoare.

În fig. 10.15 se prezintă amplificatorul receptorului ITV, care conţine trei etaje. Primele două etaje sînt conectate în schemă cu emitorul comun, iar ultimul în schemă cu baza comună.

Pentru stabilitatea parametrilor tranzistoarelor, fiecare etaj este prevăzut cu o reacţie negativă individuală. În primele două etaje se foloseşte reacţia de curent prin intermediul rezistenţelor R_3, R_5, R_6, R_7, R_8 pentru tranzistorul T_1 şi rezistenţa R_{12} pentru tranzistorul T_2.

Reacţia de tensiune este realizată prin intermediul rezistenţelor R_1 şi R_9 pentru tranzistorul T_1, rezistenţele R_{10}, R_{11} şi R_{14} pentru tranzistorul T_2 şi rezistenţa R_{16} şi o înfăşurare a transformatorului Tr_2 pentru tranzistorul T_3.

Pe emitorul tranzistorului T_1 sînt montate circuitele oscilante L_1C_1 şi L_2C_2, pentru corectarea distorsiunilor de frecvenţă introduse de filtrele trece sus, trece jos şi filtrul de linie.

Primele două etaje lucrează cu tranzistoarele П1В, iar ultimul cu tranzistorul П2.

Puterea de ieşire maximă a amplificatorului este de 30 mW pentru un coeficient de distorsiuni neliniare mai mic de 3% pentru frecvenţa de 420 Hz.

6. Echipamente de curenţi purtători tranzistorizate

Echipamentul de curenţi purtători sovietic cu trei canale K-3 este format din două echipamente distincte, unul cu un singur canal destinat legăturilor raionale, iar al doilea cu două canale destinat legăturilor interurbane [3]. Echipamentul este proiectat să lucreze pe 2 fire în cablu cu conductoare de cupru cu ∅ 1,2 mm.

Banda vocală pentru primul canal este 300–2 700 Hz, avînd frecvenţa de apel plasată la 3 000 Hz, iar banda pentru al doilea şi al treilea canal este 300–3 400 Hz şi semnal de apel 3 800 Hz.

Pentru primul canal, care formează echipament distinct pentru un sens, este prevăzută o singură modulaţie cu 6,4 kHz, luîndu-se banda inferioară 3,7–6,1 kHz ce se transmite în linie. Pentru celălalt sens se transmite banda vocală direct.

La celelalte canale se face o modulaţie de cale şi una de grup. Banda vocală de la al doilea canal este modulată cu 328 kHz şi se reţine banda superioară de la 328,3 la 331 kHz, iar banda vocală a canalului al treilea este modulată cu 344 kHz, reţinîndu-se banda inferioară de la 332,6 la 335,7 kHz. Pentru un sens se face o modulaţie de grup cu 334 kHz, transmiţîndu-se banda de la 8,3 la 15,7 kHz, iar pentru celălalt sens se face o modulaţie cu 309,4 kHz, transmiţîndu-se banda de la 18,9 la 26,3 kHz. Se observă că echipamentul lucrează în banda de la 0,3 kHz la 26,3 kHz.

Dubla modulare se realizează destul de simplu, ceea ce micşorează preţul de cost al echipamentului.

Generatoarele şi amplificatoarele sînt tranzistorizate.

Schema de principiu a generatorului de frecvenţe purtătoare este identică cu cea prezentată în fig. 10.10. Generatoarele auxiliare au schema asemănătoare, însă nu au realizată stabilizarea prin intermediul cuarţului, întrucît sînt destinate a fi utilizate ca generatoare de semnale de apel.

Cel mai important etaj este amplificatorul de grup destinat să amplifice banda de la 0,3 la 26,3 kHz. Amplificatorul de grup este realizat din patru etaje, primele două lucrînd cu tranzistoarele П13-Б iar ultimele cu П14.

Cîştigul amplificatorului este constant în banda amintită şi este egal cu 5 N. Pentru micşorarea distorsiunilor şi stabilizarea funcţionării cu variaţiile de temperatură, amplificatorul este prevăzut cu reacţii negative atît pe fiecare etaj, cît şi o reacţie globală de la ieşire la intrare.

Nivelul de ieşire al fiecărui canal fie la staţiile terminale, fie la staţiile intermediare de amplificare este de −0.4 N pe o rezistenţă de 600 Ω. Nivelul minim de recepţie este de 4,9 N.

Distorsiunile de amplitudine şi de frecvenţă provenite din cauza liniei sînt corectate la intrarea fiecărui amplificator.

Datorită utilizării tranzistoarelor, echipamentul K-3 are un consum foarte mic de energie electrică. Staţiile terminale sînt alimentate cu 24 V şi consumă în medie 120 mA, ceea ce reprezintă un consum mai mic de 1 W/canal.

Alimentarea staţiilor intermediare se face cu o tensiune de 60 V, consumul de curent fiind de 45 mA.

Recent se manifestă preocupări de tranzistorizare a echipamentelor de curenţi purtători cu două benzi de frecvenţă, de tipul N+N [10; 11].

Se descrie în primul rînd un echipament tranzistorizat experimental [10] de tipul 12+ +12. Benzile de frecvenţă utilizate sînt 12–60 kHz şi 72–120 kHz, putîndu-se adopta cu uşurinţă benzile 6–54 kHz şi 60–108 kHz (recomandate de C.C.I.T.T.).

Secţiunea de amplificare este formată din 5 secţiuni de 1830 m, astfel încît punctele de amplificare ale sistemului 12+12 corespund punctelor de pupinizare a circuitelor din cablu (conductoare de cupru cu diametru de 0,9 mm şi capacitatea de 38,5 nF/km).

Atenuarea unei secţiuni de amplificare la 120 kHz rezultă:

$$5 \times 1830 \times 0{,}381 = 3{,}46 \text{ N}.$$

Nivelul relativ de transmisie în linie, la ieşirea unui repetor pentru oricare cale telefonică este –1,45 N, iar nivelul în linie la intrarea repetorului la frecvenţa cea mai înaltă este –4,95 N.

Calculîndu-se nivelul zgomotelor provenind din linie şi din echipamentele amplificatoare, pe o lungime de 420 km (conform recomandărilor C.C.I.T.T.) s-au obţinut următoarele date:

– număr de puncte de amplificare: 46;
– factor de zgomot datorit agitaţiei termice 4;
– cîştigul unui amplificator: 4,5 N;
– nivelul de ieşire al amplificatorului: –1,1 N;
– nivelul de ieşire pe linie: –1,45 N;
– valoarea de referinţă a puterii medii pe o cale: –0,98;
– număr de perechi în cablu: 24;
– atenuare de diafonie (medie) între două perechi din cablu pe o secţiune de amplificare la 120 kHz: 9,0 N.

Echipamentul de amplificare intermediară, pentru un circuit, conţine translatoare diferenţiale completate cu circuite *RC*, filtre completate cu dipoli corectori de impedanţă, amplificator comun pentru ambele sensuri de transmisie şi reţele corectoare de atenuare. Toate aceste organe asigură: adaptarea impedanţelor între linie şi echipament; corecţia variaţiei atenuării liniei în funcţie de frecvenţă; separarea curenţilor după sensul lor de transmisie; amplificarea; accesul circuitelor de semnalizare şi de alimentare.

Amplificatorul comun pentru cele două sensuri de transmisie este realizat cu tranzistoare după schema din fig. 10.8.

Cîştigul acestui amplificator este de 4,5 N, adică egal cu atenuarea liniei la cea mai înaltă frecvenţă transmisă (120 kHz), la care se adaogă atenuarea de inserţie a două translatoare diferenţiale (0,8 N) şi atenuarea reziduală a filtrelor şi circuitelor de corecţie a atenuării şi impedanţei (0,2 N). Caracteristica de frecvenţă a amplificatorului este foarte stabilă la variaţia temperaturii (+20°C... +70°C).

Consumul de energie al amplificatorului este de 200 mW (8 mA la 24 V), din care cea mai mare parte este luată de rezistenţele de decuplaj ale alimentării. Consumul porpriu al tranzistoarelor se repartizează astfel:

– primul etaj: 0,67 mA; 1,1 V; 0,74 mW;
– al doilea etaj: 1,45 mA; 6,4 V; 9,3 mW;
– al treilea etaj: 5,0 mA; 11,0 V; 55,0 mW.

În schemă se utilizează tranzistoare cu siliciu, cu următoarele caracteristici: tensiune inversă maximă 70 V ($I_{C0}=100$ A); $\beta=40$–100 ($U_{CE}=15$ V; $I_C=6$ mA); $f_\alpha=70$ MHz ($U_{CE}=15$ V; $I_c=6$ mA); $r_B=100\,\Omega$ ($U_{CE}=15$ V; $I_c=6$ mA; $f=20$ MHz); $C_{CB}=6$–12 pF ($U_{CE}=15$ V; $I_c=6$ mA); factor de zgomot 10–20 dB ($U_{CE}=6$ V; $I_c=1$ mA); puterea disipată maximă la 20°C...45°C egală cu 300 mW, iar la 125°C egală cu 150 mW.

În [11] se descrie complet un nou echipament cu 12 căi, de tip 12+12, tranzistorizat, avînd ecartul de frecvenţă între căi de 6 kHz. Acest echipament (denumit E_{12}) este adaptat în benzile de frecvenţe: 12–84 kHz şi 96–168 kHz.

Sectiunile de amplificare sînt formate din 4 secţiuni de 1830 m şi atenuarea unei secţiuni de amplificare, la 168 kHz, este:

$$4 \times 1{,}83 \times 0{,}47 = 3{,}38 \text{ N}.$$

Pentru a reduce numărul de frecvenţe purtătoare în echipamentele terminale, grupa celor 12 căi în banda 12–84 kHz se constituie plecînd de la o subgrupă de bază de 4 căi în banda 12–36 kHz. Aceasta se completează prin două subgrupe transpuse în benzile 36–60 kHz şi 60–84 kHz.

Această dispunere a căilor este foarte economică şi a fost posibilă prin perfecţionarea metodei de schimbare a frecvenţei cu ajutorul modulatoarelor în inel cu *filtre integrate* [12]. Prin acest procedeu se realizează modulaţia cu o atenuare foarte scăzută, practic mai mică decît 0,2 N (inclusiv atenuarea filtrelor).

Ansamblul echipamentului terminal conţine 12 blocuri de cale (cîte 3 pentru fiecare din purtătoarele 12 kHz, 18 kHz, 24 kHz şi 30 kHz); 1 bloc al primei subgrupe (fără transpunere); 1 bloc al subgrupei a doua (cu pur-

Arhiva digitala SaDAng

tătoare de transpunere de 72 kHz) și 1 bloc al subgrupei a treia (cu purtătoare de transpunere de 96 kHz).

Blocurile de cale conțin toate modulatoarele, care asigură transpunerea frecvenței, precum și semnalizatorul de apel cu 4300 Hz.

Amplificatorul de recepție are un cîștig variabil de $\pm 0{,}3$ N (reglaj prin potențiometru).

Modulatoarele din subgrupe comportă numai elemente pasive.

Atenuarea mică a dispozitivelor de modulație a dat posibilitatea să se obțină, la punerea în paralel a căilor, o impedanță cu un coeficient de reflexie mai mic decît 7% în raport cu 600 Ω.

Totodată aceasta a permis să se evite amplificatoarele de subgrupe la recepție.

Toate frecvențele purtătoare sînt obținute prin divizarea frecvenței de 1440 kHz, care este generată de un oscilator cu cuarț de mare stabilitate. Echipamentul pentru surse este complet tranzistorizat și nu comportă decît divizoare de frecvență și circuite basculante cu tranzistoare.

Frecvențele purtătoare sînt generate sub forma undelor dreptunghiulare. Consumul este de 20 mW pentru fiecare purtătoare de cale și 30 mW pentru purtătoarele de subgrupe (72 și 96 kHz). Sursa mai generează și purtătoarea de 180 kHz pentru modulația de grup și echipamentul de linie. De asemenea aceasta mai generează și purtătoarea de 120 kHz, care poate fi folosită cu o nouă subgrupă pentru constituirea sistemului cu 8 căi: 60—108 kHz sau 12—60 kHz.

În primul caz, o subgrupă este modulată cu 96 kHz și cealaltă cu 120 kHz.

În cel de-al doilea caz, o subgrupă este transmisă direct (fără transpunere), iar cealaltă suferă o dublă modulație cu 96 și 120 kHz pentru a fi transpusă în sens direct în banda 36—60 kHz.

Datorită tranzistorizării, consumul unui repetor intermediar este de ordinul 0,2 W. Aceasta dă posibilitatea alimentării de la distanță a unui mare număr de repetori, ceea ce conduce la micșorarea lungimii secțiunii de amplificare și prin urmare la micșorarea atenuării acesteia, utilizînd tensiuni de alimentare mici, de ordinul a 150 V, fără pericol pentru personalul de exploatare.

Pe de altă parte, avînd amplificatoare cu cîștig nu prea mare, se pot suprima bobinele de șoc (la stațiile intermediare), iar zgomotul datorit echipamentelor se reduce, corespunzător cu puterea de la ieșire.

Un studiu preliminar a arătat că acest echipament (12+12 căi, cu ecart de 6 kHz) este economic pentru rețele complexe, în care circuitele sînt în general scurte (în cablu cu perechi multiple) și în care este necesar să se dispună de un număr mare de noduri, fiecare avînd un număr relativ mic de circuite. O astfel de rețea poate fi conectată cu ușurință într-o rețea mai importantă.

Pentru distanțe suficient de mari (cîteva sute de kilometri), sau pentru un număr mare de circuite, soluția economică reclamă cablu cu perechi coaxiale și echipamente de linie tranzistorizate.

Echipamentele de linie terminale și ale stațiilor principale sînt realizate pe blocuri, cu ajutorul cărora se pot realiza diferite ansamble, care pot să fie necesare în constituirea unei rețele. Cu un număr redus de blocuri se pot constitui după dorință:

— echipamente terminale de tip A′ (12—84 kHz);

— echipamente terminale de tip Y′ (96—168 kHz);

— o stație principală fără transpunere;

— o stație principală cu transpunere A′·A′;

— o stație principală cu transpunere Y′·Y′.

Este prevăzută o frecvență pilot de linie de 60 kHz, ceea ce permite de asemenea transmisia pe un canal a unui multiplex de 12 căi cu un ecart de 4 kHz.

Repetorii intermediari (de linie) sînt toți identici și nu comportă reglaj la punerea în funcțiune.

Bibliografie

1. *Baseltt H. G., Thomson D.*, The application of junction Transistors to audiofrecquency telephone line amplifiers, Proc. of I.E.E., part B, Volume 106, nr. 27, 1959, pp. 290—294.

2. *Dallemaque R., Caniquit P.*, Amplificateur à transistors à contreréaction, Cables et transmissions, 1959, nr. 4, pp. 230—239.

3. Егоров К. П., Сухобоев И. Б., Система высокочастотного телефонирования на полупроводниковых триодах, Электросвязь, 1961, № 1, pp. 50—57.
4. *Emms E. T.*, A novel single Transistor RC Oscilator, Electronic Engineering, 1960, August, pp. 506—508.
5. *Dallemaque R.*, Emploi des diodes au silicium dans les modulateurs en anneau, Cables et transmissions, 1960, nr. 1, Janvier, pp. 12—29.
6. *Novicov V. A., Rezviacov A. P.*, Comunicații la mare distanță, Editura tehnică, București, 1953, pp. 182—184.
7. *Sutcliffe A.*, A Transistor Demodulator, Electronic Engineering, 1958, March, pp. 140—141.
8. *Ștefănescu S., Sinnreich*, Echipament de repetoare vocale cu tranzistoare R.V.T., Telecomunicații, 1959 (III), nr. 2, pp. 78—82.
9. Другов Б. М. Терентьев Б. Х., Двусторонний телефонный усилитель на полупроводниковых триодах, Вестник связи, 1959, № 4, pp. 9—10.
10. *Aubert J., Brune J., Sabine M.*, Equipements de ligne transistorisés pour systèmes téléphoniques à 12 voies, type 12+12, Cables et Transmissions, Janvier, 1961, nr. 1, pp. 51—71.
11. *Fuchs G., Boulin J.*, Système téléphonique transistorisé à 12 voies, du tipe 12+12 avec espacement de voies de 6 kHz, Cables et Transmissions, Janvier 1961, nr. 1, pp. 72—89.
12. Brevet francez nr. 1245667 din 29. IX. 1959, „Perfectionnement aux montages changeurs de fréquence pour voies et groupes de voies de systèmes multiplex, Société Anonyme de Télécommunications".

Arhiva digitala SaDAng

XI

Semiconductoarele în telegrafie

1. Generalități

Modernizarea echipamentului telegrafic se face în general pe patru direcții:

– înlocuirea releelor telegrafice electromagnetice cu elemente de comutație fără contacte cu tranzistoare;

– construcția echipamentelor de curenți purtători telegrafice cu tranzistoare în etajele de amplificare și în oscilatoare, și cu diode cu siliciu în modulatoare și demodulatoare;

– construcția unor teleimprimatoare complet tranzistorizate;

– modernizarea centralelor telegrafice prin întrebuințarea elementelor de comutație statice cu miezuri de ferită și tranzistoare.

În cele ce urmează se vor arăta unele realizări pe linia primelor două direcții de modernizare a aparaturii telegrafice.

În ceea ce privește cea de-a treia direcție de modernizare, se remarcă tendința de înlocuire a dispozitivelor mecanice din teleimprimatoare cu circuite tranzistorizate, urmărindu-se mărirea vitezei de transmisie și reducerea considerabilă a deranjamentelor. În [1] se pot găsi unele detalii în legătură cu realizarea unui teleimprimator complet tranzistorizat.

În ceea ce privește cea de-a patra direcție de modernizare, se remarcă faptul că cercetările merg pe aceeași linie ca și pentru centralele telefonice automate electronice [2].

2. Relee telegrafice fără contacte cu tranzistoare [3]

Releele telegrafice fără contacte cu tranzistoare au importante avantaje față de releele obișnuite. Aceste avantaje se referă la funcționarea rapidă, gabaritul mic, durata mare de serviciu, stabilitate în funcționare, tensiuni mici de alimentare și întreținere mult ușurată.

În fig. 11.1 se prezintă un releu telegrafic cu tranzistoare. Releul este format dintr-un

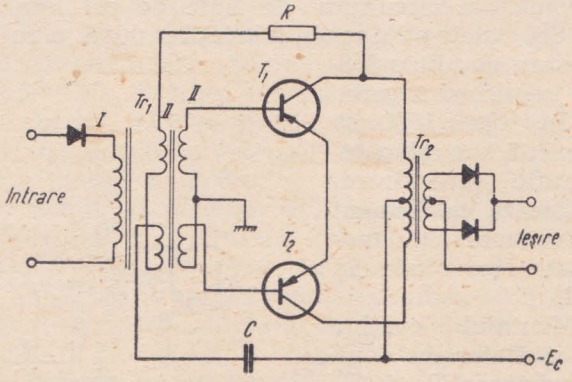


Fig. 11.1. Releu telegrafic cu modulator magnetic.

oscilator cu două tranzistoare T_1 și T_2 în contratimp. Intrarea se face prin transformatorul Tr_1, iar ieșirea prin Tr_2.

Circuitul de reacție este format din rezistența R, înfășurarea II a transformatorului Tr_1 și condensatorul C. Intrarea în oscilație a montajului se face prin intermediul transformatorului Tr_1, atunci cînd sînt îndeplinite anumite condiții de fază și amplitudine.

Cînd variază curentul în înfășurarea I a transformatorului Tr_1 se produce o variație a magnetizării miezului, care la rîndul său produce o variație în limite largi a cuplajului dintre înfășurarea de reacție II și înfășurarea III conectată la bazele celor două tranzistoare.

Transformatorul Tr_1 funcționează ca un modulator magnetic. El este realizat practic cu

tole de permalloy, iar comanda se realizează cu 8—10 amperi-spire.

Din punct de vedere al sensibilității, releul este comparabil cu releul electromagnetic sovietic de tip TPM.

Modulatoarele magnetice au avantajul de a da posibilitatea folosirii sistemului diferențial

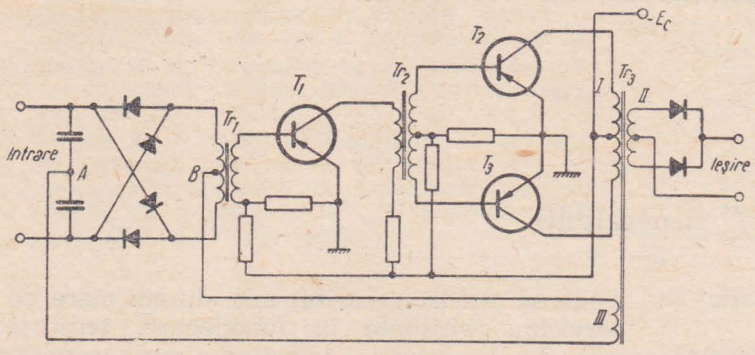


Fig. 11.2. Releu telegrafic cu modulator cu diode în inel.

de conectare. Totodată se asigură și decuplarea galvanică a circuitului de linie de cel local.

Semnalele utile se obțin la ieșire după o redresare simplă cu diode semiconductoare.

În fig. 11.2 se prezintă un releu telegrafic care întrebuințează ca element de comandă un modulator cu diode în inel.

Montajul conține un oscilator cu două tranzistoare T_2 și T_3 de tipul П3. Reacția este realizată magnetic cu ajutorul înfășurării a *III*-a a transformatorului de ieșire Tr_3 și se aplică între punctele *A* și *B* ale modulatorului. În înfășurarea secundară a transformatorului Tr_1 va exista curent numai în cazul cînd se va aplica semnal la bornele de intrare. În acest caz, diodele modulatorului vor fi aduse în stare de conducție. În circuitul de reacție s-a introdus un amplificator pentru a mări sensibilitatea montajului. Amplificatorul folosește un tranzistor П2Б conectat cu emitorul comun. Amplificatorul are ca sarcină transformatorul Tr_2 la al cărui secundar sînt conectate bazele tranzistoarelor T_2 și T_3.

Montajul din fig. 11.2 se întrebuințează în cazul cînd se cere o sensibilitate mare și o intrare neinductivă de mică rezistență.

Modulatorul în inel este realizat cu diode ΔГЦ-24 cu o rezistență directă de 10—15 Ω. Curentul de intrare este 0,5 mA, puterea la ieșire de aproximativ 4—5 W, iar sensibilitatea ansamblului este comparabilă cu cea a releului sovietic РП-4.

În fig. 11.3 se prezintă un releu cu modulator tip „cheie".

Intrarea se face prin intermediul unui circuit basculant pentru a se mări mult sensibilitatea montajului.

Oscilatorul este compus dintr-un etaj în contratimp echipat cu două tranzistoare T_4 și T_5 de tipul П2Б conectate cu emitorul comun care se cuplează prin transformatorul Tr_2 cu un amplificator de putere în contratimp cu tranzistoarele T_6 și T_7 de tipul П3В conectate

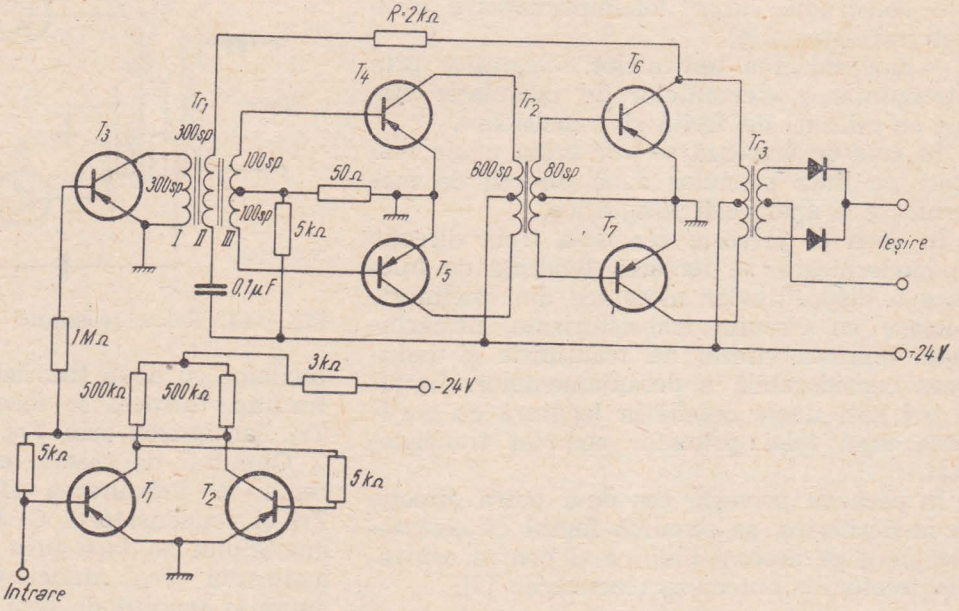


Fig. 11.3. Releu cu modulator tip „cheie".

de asemenea cu emitorul comun. Reacția este culeasă de pe colectorul tranzistorului T_6 și se aplică înfășurării *II* (Tr_1) prin rezistența *R*.

În cazul cînd pe baza tranzistorului T_3 se aplică o tensiune negativă de la ieșirea circuitului basculant, rezistența dintre emitor și co-

Arhiva digitala SaDAng

lector este foarte mică, iar înfășurarea *I* suntează înfășurarea *III*. În această situație oscilatorul nu funcționează.

În cazul cînd baza tranzistorului T_3 este pusă la masă prin tranzistorul T_2, atunci rezistența emitor-colector va fi foarte mare (de ordinul megohmilor), toată energia datorită curentului de reacție se va transfera în înfășurarea *III* și montajul va intra în oscilație. Sensibilitatea montajului este foarte mare, iar semnalele de la ieșire au o putere de 5—6 W.

Pentru limitarea amplitudinilor curentului de intrare și pentru protecția tranzistoarelor circuitului basculant, bornele de intrare sînt echipate cu descărcător cu gaze.

Releele descrise pînă acum debitează fie direct pe sarcină, fie prin intermediul unui amplificator de putere.

O altă mare categorie de relee au oscilatorul separat, iar semnalele acestuia sînt modulate de către semnalele telegrafice și apoi amplificate, redresate și trimise pe linie.

Schema-bloc a unui astfel de releu este prezentată în fig. 11.4.

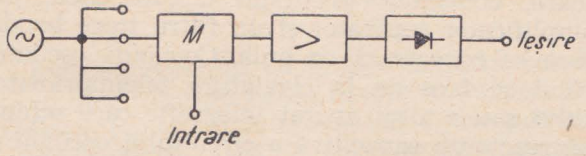


Fig. 11.4. Releu cu oscilator separat. Schema-bloc.

Oscilatorul lucrează necomandat și poate alimenta cu frecvență purtătoare mai multe dispozitive, ceea ce constituie un mare avantaj întrucît simplifică foarte mult schemele cu relee.

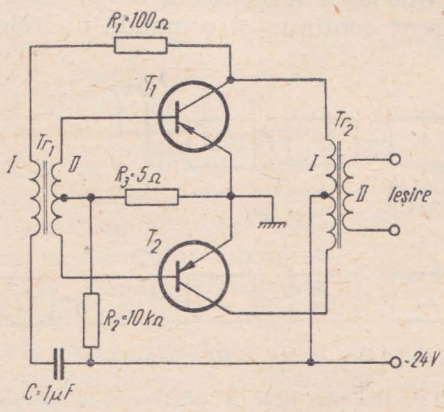


Fig. 11.5. Generator de frecvență purtătoare.

Schema unui generator de frecvență purtătoare este prezentată în fig. 11.5 și funcționează după principiul generatoarelor cu oscilații de relaxare. Este echipat cu două tranzistoare de tipul П3 А în montaj în contratimp. Circuitul de reacție este format din rezistența R_1, înfășurarea *I* a transformatorului Tr_1, condensatorul *C* și rezistența R_2. Dacă transformatorul Tr_1 se realizează constructiv dintr-un

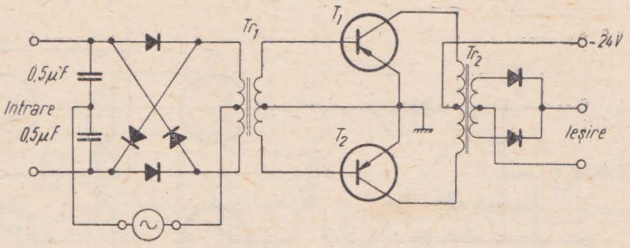


Fig. 11.6. Schema modulatorului, amplificatorului final și a redresorului pentru releul reprezentat în fig. 11.4.

miez de oțel de tip *III* 1,2, cu $S=1{,}8$ cm^2, $N=2\times250$ spire, iar transformatorul Tr_2 dintr-un miez *III*-6 cu $S=0{,}4$ cm^2 și $N_1=200$ spire, $N_2=100$ spire, oscilațiile sînt practic dreptunghiulare de o frecvență de 1 000—1 500 Hz. Puterea de ieșire este de 12—14 W.

În fig. 11.6 se prezintă partea de modulare și transmisie a releului. Modulatorul este de tip inelar cu diode.

Semnalul modulat este amplificat de amplificatorul în contratimp echipat cu tranzistorul П3 В și apoi redresat cu diode ДГЦ-25.

Puterea necesară pentru comanda unui grup modulator-oscilator este de 50—100 mW. Generatorul prezentat în fig. 11.5 poate comanda pînă la aproximativ 200 grupuri de acest tip.

Puterea la ieșire a releului este de 5—6 W, iar randamentul 80%.

Releele telegrafice cu dublu curent întrebuințează două tipuri de scheme: primul tip, în care comanda este realizată cu ajutorul unui modulator sensibil la fază, iar al doilea tip este acela care folosește montajul „cheie". Montajele de primul tip au avantajul de a fi mai simple, deși dau un semnal mai mic la ieșire. Montajele tip „cheie" dau un randament mai mare.

În fig. 11.7 se prezintă schema unui releu pentru dublu curent cu modulator sensibil la fază. Modulatorul este realizat cu diode conectate în inel. Generatorul de frecvență purtătoare este independent și poate fi de tipul descris în fig. 11.5. Pentru amplificarea semnalului modulat se întrebuințează două etaje de amplificare în contratimp. Primul etaj este

echipat cu două tranzistoare П1 A, iar al doilea etaj cu două tranzistoare П3 B. Datorită etajului de putere, factorul de amplificare este de aproximativ 5 000. Sensibilitatea releului este de 10—50 mW, iar puterea semnalului de ieşire este de 2,5—3 W. Transformatoarele Tr_1 şi Tr_2 se pot realiza cu toruri de ferită, ceea ce micşorează considerabil gabaritul releului.

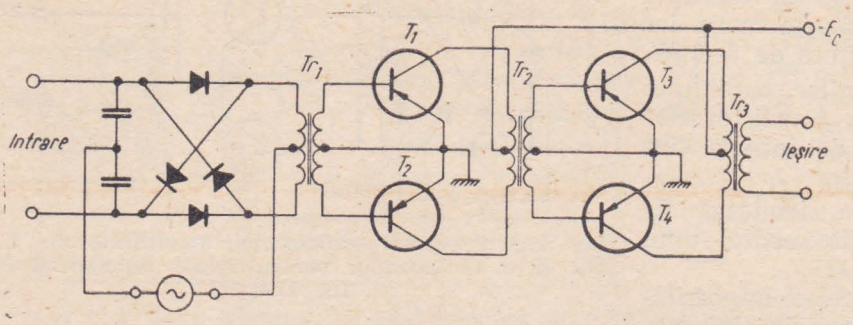


Fig. 11.7. Releu telegrafic cu dublu curent avînd modulator în inel cu diode.

Un alt tip de releu cu dublu curent este prezentat în fig. 11.8. Aici, pentru modularea frecvenţei purtătoare se întrebuinţează etajul în contratimp format din tranzistoarele T_1 şi T_2. Frecvenţa purtătoare se aplică în circuitul

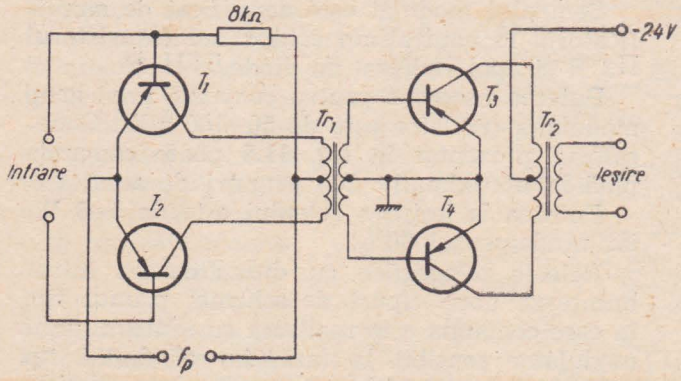


Fig. 11.8. Releu telegrafic cu dublu curent avînd modulator cu tranzistoare.

de emitor, iar semnalul propriu-zis, pe bazele celor două tranzistoare. Întrebuinţînd un modulator cu tranzistoare, creşte considerabil sensibilitatea montajului, care poate ajunge pînă la 20—50 W. Semnalul modulat este apoi amplificat de un etaj de putere în contratimp, echipat cu tranzistoare de tipul П3 B. Puterea semnalului de la ieşire este de 1,5—2 W.

3. Echipamente de curenţi purtători telegrafice tranzistorizate

În fig. 11.9 se prezintă schema-bloc a părţii de transmisie şi recepţie a unui echipament de curenţi purtători telegrafic cu 20 de canale tranzistorizate, care foloseşte modulaţia de frecvenţă. Pentru primele 10 canale este întrebuinţată banda de la 375 Hz la 1 725 Hz, iar frecvenţele purtătoare sînt plasate din 150 în 150 Hz. Pentru următoarele 10 canale este întrebuinţată banda imediat superioară. Sistemul se poate extinde la 30, 40 sau chiar 60 de canale.

Viteza de transmisie este de 75 Baud, iar în cazul utilizării teleimprimatorului, de 100 cuvinte pe minut.

Partea de transmisie (fig. 11.9, *a*) este compusă dintr-un generator de frecvenţă purtătoare, comandat printr-un circuit cheie, un amplificator separator şi un filtru trece bandă, care se conectează cu linia. Comanda oscilatorului se face de la claviatura teleimprimatorului sau a altui aparat telegrafic care schimbă reactanţa capacitivă a circuitului oscilant şi este realizată astfel modulaţia în frecvenţă.

La recepţie (fig. 11.9, *b*), semnalul este cules din linie prin intermediul unui filtru trece bandă, este amplificat într-un amplificator-limitator şi apoi se aplică unui etaj discriminator şi redresor. Componenta continuă rezultantă este apoi amplificată de un amplificator de curent continuu şi comandă un releu pola-

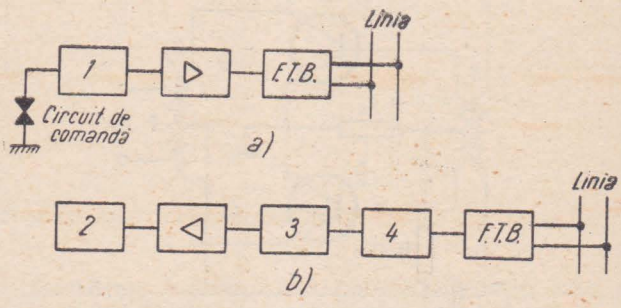


Fig. 11.9. Schema-bloc a părţii de transmisie (*a*) şi recepţie (*b*) a unui canal dintr-un echipament de curenţi purtători telegrafic cu 20 canale:

1 — oscilator; *2* — releu polarizat; *3* — discriminator; *4* — amplificator-limitator; *FTB* — filtru trece bandă.

Arhiva digitala SaDAng

rizat, ale cărui contacte sînt conectate în circuitul unui dispozitiv de recepţie.

Schema de principiu a părţii de transmisie este prezentată în fig. 11.10.

Ieşirea aparatului morse sau a teleimprimatorului este conectată direct la intrarea circuitului „cheie". Circuitul „cheie" este compus dintr-o punte cu diode, rezistenţa R_2 şi rezistenţa reglabilă R_1. Cu ajutorul rezistenţei R_1 se trucît cu acestea se obţine o mai mare stabilitate a frecvenţei cu variaţia temperaturii. Aceasta se datoreşte capacităţii bază-emitor mult mai stabilă cu frecvenţa decît în cazul tranzistoarelor de tip *pnp*. Semnalul de la oscilator se aplică prin potenţiometrul P_1 la baza tranzistorului T_3 al amplificatorului separator.

Amplificatorul separator dă la ieşire un semnal cît mai constant.

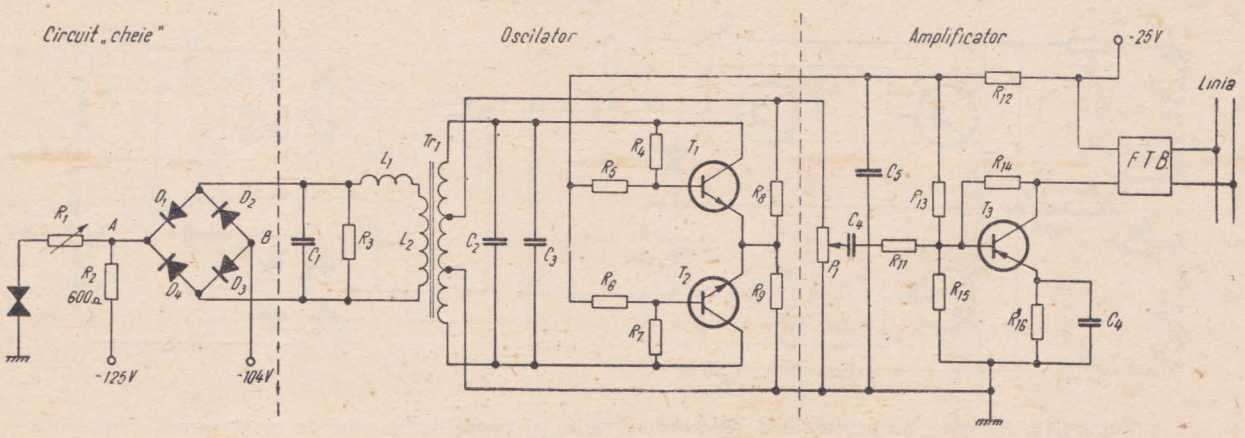


Fig. 11.10. Schema de principiu a părţii de transmisie.

reglează curentul de intrare în jurul valorii de 70 mA. Cînd nu există curent la intrare, potenţialul punctului A este −125 V, iar potenţialul punctului B −104 V. În acest caz, diodele D_1 şi D_2 sînt blocate, iar frecvenţa de oscilaţie a oscilatorului este determinată de L_1; L_2; C_1; C_2 şi C_3. Capacităţile bază-emitor ale tranzistoarelor T_1 şi T_2 influenţează puţin asupra acestei frecvenţe.

Cînd sosește la intrare un semnal, potenţialul punctului A ajunge la −83 V, iar diodele D_1 şi D_4 sînt aduse în stare de conducţie. Acestea din urmă scurtcircuitează condensatorul C_1, iar frecvenţa circuitului oscilant se schimbă, fiind determinată numai de L_1, L_2, C_2 şi C_3.

Cele două frecvenţe (una în cazul cînd nu este semnal la ieşire şi alta cînd există semnal) diferă cu 70 Hz.

Oscilatorul este format din două tranzistoare T_1 şi T_2 montate în contratimp cu emitorul comun. S-au preferat tranzistoare de tip *npn* în-

Semnalul transmis trece printr-un filtru trece bandă de unde intră în linie. Filtrul are o impedanţă de intrare de 7,5 kΩ şi o impedanţă de ieşire de 600 Ω.

Nivelul la ieşire este de 75 dB.

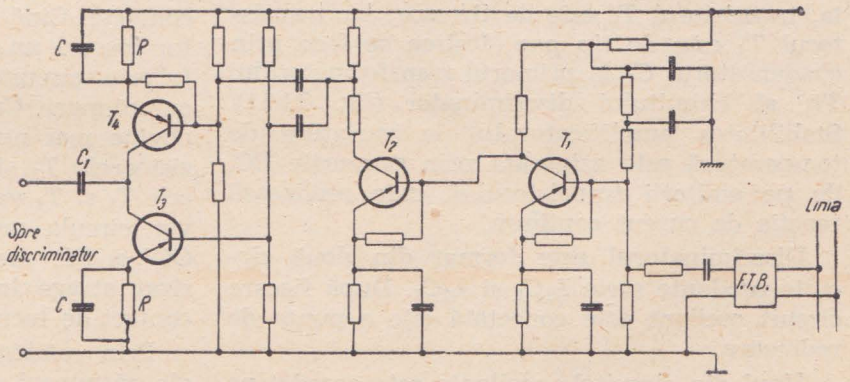


Fig. 11.11. Schema de principiu a amplificatorului limitator din partea de recepţie.

În fig. 11.11 se prezintă schema de principiu a amplificatorului-limitator de la recepţie format din două etaje de amplificare-limitatoare şi un etaj de ieşire.

Primele două etaje de amplificare echipate cu tranzistoarele T_1 şi T_2 lucrează, la semnale

mari, în regim de limitare. Astfel, pentru semnale de un nivel egal cu —45 dB, tranzistorul T_1 lucrează în regim de amplificare clasă A. Pentru semnale mai mari, el începe să limiteze. Tranzistorul T_2, cuplat direct cu tranzistorul T_1, lucrează asemănător. Pentru semnale mai mici, de circa —55 dB, amplificarea dată de tranzistoarele T_1 și T_2 este suficientă pentru

curent mai mare ca prin diodele D_1, D_2, D_3, D_4 și tensiunea pe condensatorul C_5 va fi mult mai mare decît aceea de pe condensatorul C_4. În aceste condiții, potențialul punctului A devine mai negativ decît cel al punctului B. Ca urmare, va circula un curent de la punctul B, prin dioda D_9, prin circuitele emitor-bază ale tranzistoarelor T_1 și T_2 conectate în paralel, la

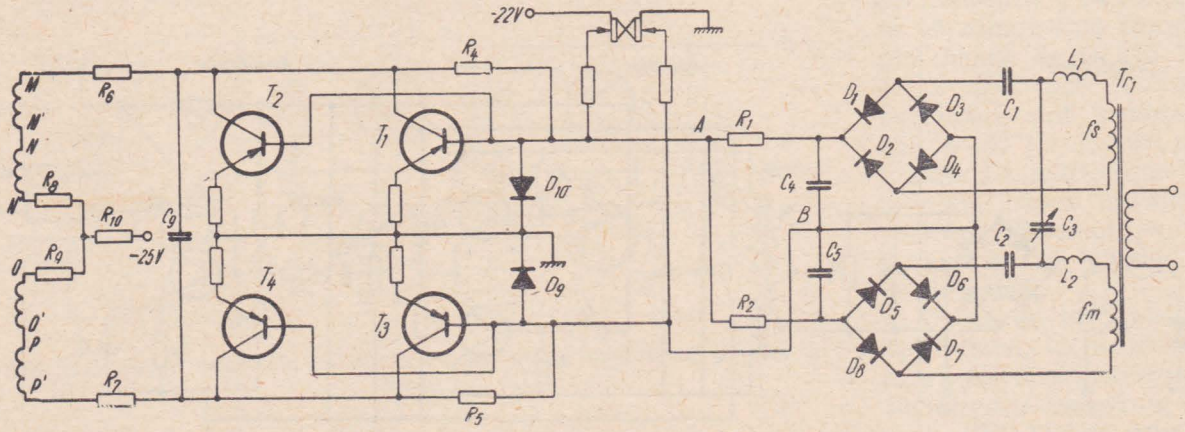


Fig. 11.12. Schema de principiu a discriminatorului și amplificatorului de curent continuu.

a satura tranzistoarele T_3 și T_4, astfel că la ieșirea etajului să fie o tensiune suficientă pentru a acționa discriminatorul.

Etajul de ieșire al amplificatorului este compus din două tranzistoare T_3 și T_4 în montaj complimentar și simetric, pentru a acționa în mod uniform etajul discriminator. Pentru aceasta, tranzistorul T_3 este de tip *npn*, iar tranzistorul T_4 este de tip *pnp*. Ieșirea se face prin condensatorul C_1 la primarul transformatorului Tr_1 al circuitului discriminator (fig. 11.11). Stabilitatea amplificatorului la variațiile de temperatură este asigurată prin grupurile *RC*, de pe emitorii tranzistorului, care realizează reacția de curent continuu.

Discriminatorul este format din două circuite oscilante serie L_1C_1 și L_2C_2. După fiecare circuit oscilant este conectată cîte o punte de redresare.

Unul din circuitele oscilante este acordat pe frecvența f_s (frecvența purtătoare nemodulată), iar cealaltă pe frecvența f_m (frecvența purtătoare modulată).

Atunci cînd de la etajul amplificator sosește un semnal modulat de frecvență f_m, circuitul oscilant corespunzător va prezenta o impedanță mică, iar celălalt o impedanță mare. Ca urmare, prin diodele D_5, D_6, D_7, D_8 va circula un

punctul A. Tranzistoarele T_1 și T_2 vor conduce. Căderea de tensiune de la bornele diodei D_9 va polariza invers bazele tranzistoarelor T_3 și T_4 care vor fi blocate. Tranzistoarele T_1 și T_2 conducînd, curenții de colector vor circula prin rezistența R_6 și înfășurările MM' și NN' ale releului polarizat care atrage și închide unul din contacte. Cînd de la etajul amplificator-limitator sosește un semnal nemodulat de frecvența f_s prin circuitul oscilant L_1C_1 va circula un curent mare. Ca urmare, potențialul punctului B devine mai negativ ca al punctului A. Tranzistoarele T_3 și T_4 vor conduce, iar tranzistoarele T_1 și T_2 vor fi blocate. Curenții de colector vor circula prin rezistența R_7 și înfășurările OO' și PP' ale releului polarizat. Releul polarizat atrage în sens invers, închizînd celălalt contact de lucru.

Prin condensatorul variabil C_3 se poate regla răspunsul descriminatorului de la valoarea 0 la valoarea maximă. Condensatoarele C_4 și C_5 au rolul de filtru eliminînd armonicele frecvenței purtătoare.

Condensatorul C_9 împreună cu inductanța releului și rezistențele R_6—R_{10} formează un filtru trece jos, împotriva frecvenței purtătoare sau a altei frecvențe străine ce ar trece prin filtrul trece bandă de la intrarea receptorului.

Arhiva digitala SaDAng

Bibliografie

1. *Sourgens R.*, Télégraphie arythmique électronique, L'onde Electrique, 1960, nr. 403 (Octobre), pp. 704—716.
2. *Touchard*, Le centre de commutation télégraphique de la S.I.T.A. à Paris, L'onde Electrique, 1960, nr. 403 (Octobre), pp. 717—732.
3. *Bazilievici E. V.*, Relee telegrafice fără contacte cu tranzistoare, Telecomunicații, Caiet selectiv, 19[illegible] nr. 1, pp. 28—38, Traducere din Elektrosveaz, 1957, nr. 8 (august), pp. 50—60.
4. *Grybowski T. M.* și *Vieth W. G.*, A transistorized 20-Channel Carrier Telegraph Terminal, Comunication and Electronics, 1959, nr. 43, pp. 260—265.

XII

Aparate de măsurat cu semiconductoare

1. Generalități

Aparatura de măsurat cu tranzistoare și diode semiconductoare este ușoară, economică, sigură în exploatare și independentă de rețeaua de alimentare.

Elementele aparatelor de măsurat cu semiconductoare sînt:

— circuite în punte;
— amplificatoare de c.c. cu galvanometre;
— amplificatoare de joasă sau înaltă frecvență;
— generatoare de joasă sau înaltă frecvență;
— generatoare de baleiaj orizontal sau vertical.

Cu aceste elemente se pot construi avometre, voltmetre electronice, micro și milivoltmetre de c.c. sau alternativ; de asemenea este posibilă măsurarea tensiunilor de înaltă sau joasă frecvență, a capacităților, inductanțelor, rezistențelor, a frecvenței, precum și mărirea sensibilității instrumentelor obișnuite de măsurat.

2. Circuite în punte cu tranzistoare

Circuitele în punte cu tranzistoare constituie baza instrumentelor de măsurat cu semiconductoare. În cele ce urmează se analizează cîteva scheme [1] simple de punți cu tranzistoare, cum sînt cele din fig. 12.1. Puntea din fig. 12,1, *a* este formată din rezistențele R_2, R_3, R_4 și rezistența porțiunii emitor-colector R_{ec1} a tranzistorului T_1.

Rezistența R_{ec1} depinde de curentul bazei tranzistorului T_1. Puntea este în echilibru cînd se satisface relația $R_{ec1} \cdot R_3 = R_2 \cdot R_4$ și în această situație deviația galvanometrului este nulă. La o modificare a curentului i_B din circuitul de intrare al tranzistorului, rezistența R_{ec1} se schimbă și prin galvanometru va trece curen-

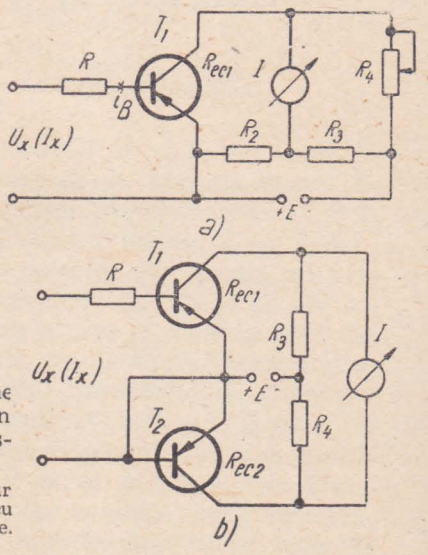


Fig. 12.1. Scheme de măsurare în punte cu tranzistoare:
a — cu un singur tranzistor; *b* — cu două tranzistoare.

tul i proporțional cu curentul i_B. Practic, puntea se echilibrează cu ajutorul rezistenței R_4 atunci cînd i_B este nul, adică înainte de măsurare. Curentul prin galvanometru este de β ori mai mare decît curentul în circuitul de intrare.

Această schemă are dezavantajul că rezultatul măsurărilor este influențat de variațiile temperaturii și ale tensiunii sursei de alimentare. Pentru eliminarea acestui inconvenient, rezistența R_2 a punții se înlocuiește printr-un tranzistor.

În fig. 12.1, *b* echilibrul punții se obține pentru $R_{ec1} \cdot R_4 = R_{ec2} \cdot R_3$ și dacă tranzistoarele au caracteristici de temperatură $i_c = f(T)$ egale,

Arhiva digitala SaDAng

precizia măsurării nu depinde de temperatură sau tensiune.

Ambele scheme au dezavantajul că indicațiile galvanometrului sînt neliniare, deoarece tranzistoarele lucrează pe porțiunea inițială a caracteristicilor statice.

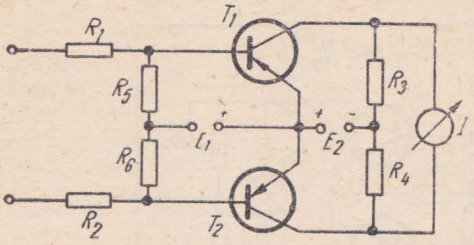


Fig. 12.2. Schemă de măsurare perfecționată în punte.

În puntea din fig. 12.2 prin negativarea potrivită a bazelor cu rezistențele R_5 și R_6 se asigură liniaritatea amplificării schemei. Aici, curentul de măsurat este aplicat simultan la bazele ambelor tranzistoare; astfel rezistența unui tranzistor scade iar a celuilalt crește și în diagonala punții va curge un curent de două ori mai mare decît în schema precedentă.

Pe baza acestor montaje se întocmesc schemele practice ale avometrelor și voltmetrelor electronice cu tranzistoare, în care se iau măsuri speciale pentru termostabilizarea și liniarizarea caracteristicilor.

În fig. 12.3, *a* se prezintă schema [3] unui amplificator conform schemei de principiu din fig. 12.1 pentru sensibilizarea miliampermetrelor. Dacă tranzistorul T_1 are $\beta = 40$, cu un instrument de 1 mA se pot măsura curenți de 1—25 μA, iar cu un instrument de 100 μA se pot măsura curenți de 1 μA. Cu acest instrument sensibilizat se pot construi voltmetre cu o rezistență de intrare de 0,1—1 MΩ/V. Curentul din circuitul bazei este amplificat de tranzistorul T_1 care funcționează ca amplificator cu rezistența de sarcină R_1 de pe care tensiunea este aplicată galvanometrului. Deviația galvanometrului este proporțională cu curentul din circuitul de intrare. Pentru compensarea curentului inițial prin galvanometru, de pe divizorul de tensiune R_3R_4 se aplică simultan o tensiune de semn contrar. Punerea la zero a instrumentului se face cu rezistența R_1, intrarea etajului fiind legată în scurtcircuit.

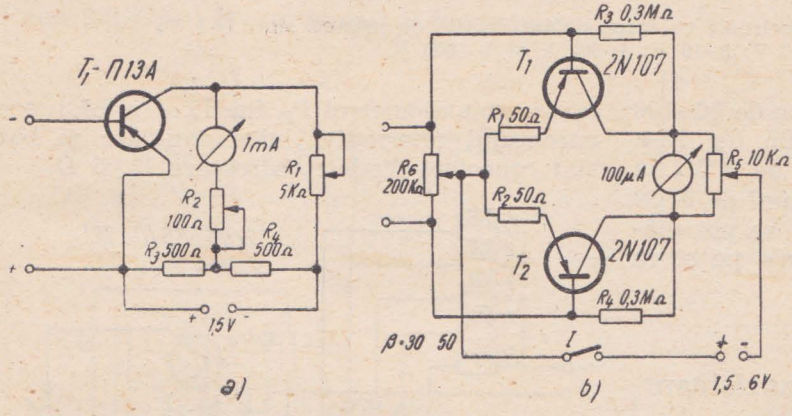


Fig. 12.3. Scheme de sensibilizare a miliampermetrelor, conform schemelor de principiu din fig. 12.1 și 12.2:
a — cu un singur tranzistor; *b* — cu două tranzistoare.

În fig. 12.3, *b* este prezentată schema [1] unui galvanometru cu sensibilitatea de 3μA, realizat cu 2 tranzistoare, instrumentul indicator avînd scara de 0,1 mA. Bazele sînt negativate prin R_3R_4, iar termostabilizarea este ameliorată prin reacția negativă în circuitul emitoarelor cu R_1—R_2. Instrumentul de măsurat se aduce la zero prin potențiometrul R_5 cu bornele de intrare scurtcircuitate, sau cu potențiometrul R_6

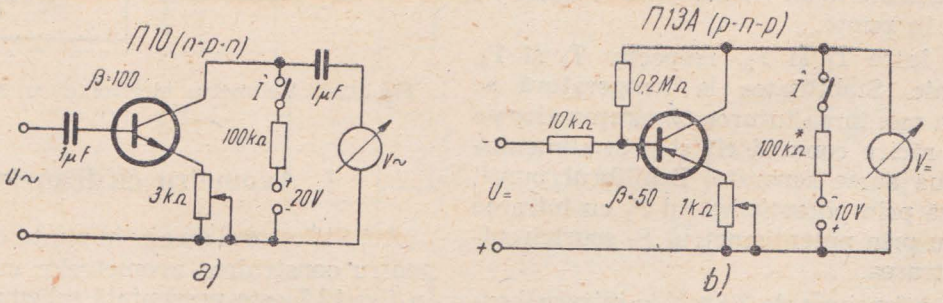


Fig. 12.4. Scheme pentru mărirea sensibilității voltmetrelor:
a — pentru voltmetru de curent alternativ; *b* — pentru voltmetru de curent continuu.

cînd intrarea este deschisă. Liniaritatea este mai bună la tensiunea sursei de alimentare de 6 V, dar schema lucrează bine pînă la tensiunea de 1,2 V. Rezistența de intrare pentru voltmetre de curent continuu este de 0,4 MΩ/V.

În fig. 12.6 este prezentat un voltmetru electronic [6] cu două tranzistoare în montaj *CC*. Tensiunea de măsurat se aplică prin una din rezistențele R_1—R_{10} la bazele tranzistoarelor T_1, T_2. Cu potențiometrul P_1 se ajustează nulul brut,

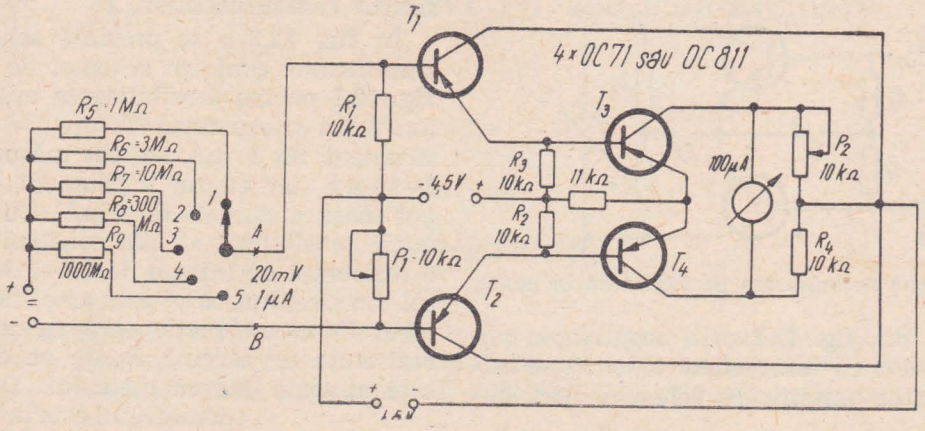


Fig. 12.5. Voltmetru electronic cu tranzistoare. Scările de măsură sînt: 1—1 V; 2—3 V; 3—10 V; 4—300 V și 5—1000 V.

Mărirea sensibilității voltmetrelor de 50—100 ori se realizează după schemele din fig. 12.4. Astfel cu schema 12.4, *a* pe scara de 3 V~ a unui voltmetru se pot măsura tensiuni de 0—30 mV, iar cu schema din fig. 12.4, *b* se pot măsura tensiuni continue de 0—60 mV pe scara de 3 V=.

3. Voltmetre electronice cu tranzistoare

Un voltmetru electronic [1] cu rezistența de intrare 1 MΩ/V este construit cu 4 tranzistoare OC71 (fig. 12.5). Tranzistoarele T_1 și T_2 lucrează ca amplificatoare în schema *CC* cu rezistență mare de intrare și cu rezistențele de sarcină R_2 și R_3. Celelalte două tranzistoare lucrează în etajul final în punte.

Cuplajul între T_1 și T_3, respectiv T_2 și T_4, este galvanic. Stabilitatea la temperatură se asigură prin montarea tuturor tranzistoarelor pe o placă de răcire comună cît și prin alimentarea din două surse separate. Echilibrul punții se realizează prin potențiometrul P_1 cu intrarea deschisă sau prin potențiometrul P_2 scurtcircuitîndu-se intrarea.

Aplicînd o tensiune de 20 mV la intrare (bornele *AB*), curentul în circuitul de intrare este 1 μA, iar în circuitul de ieșire de 100 μA.

iar cu potențiometrul P_2, fin. Pentru măsurarea curentului alternativ, între emitoare și baze sînt conectate diodele redresoare D_1 și D_2.

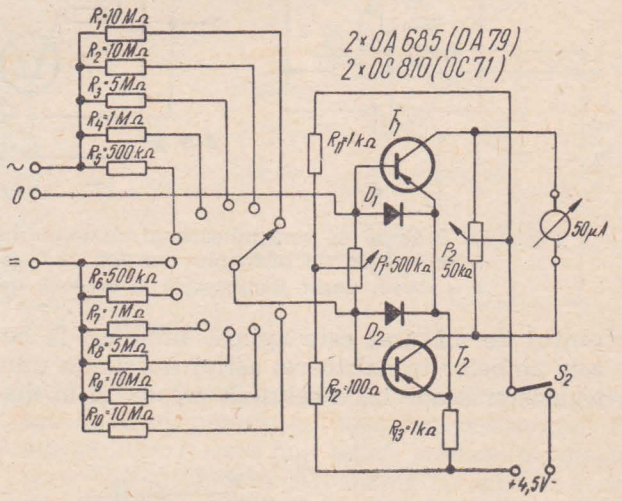


Fig. 12.6. Voltmetru electronic cu 2 tranzistoare.

4. Avometru cu tranzistoare

Amplificatorul de c.c. în punte constituie baza pentru construirea avometrelor cu tranzistoare. În fig. 12.7 este prezentată schema de principiu a unui amplificator de c.c. cu sensibilitatea de 10 μA, cu două tranzistoare care lucrează în

Arhiva digitala SaDAng

schema CC ca repetoare pe emitor. Rezistența de intrare a amplificatorului este 100 k Ω/V.

Microampermetrul de măsurat este conectat în diagonala punții compusă din rezistențele

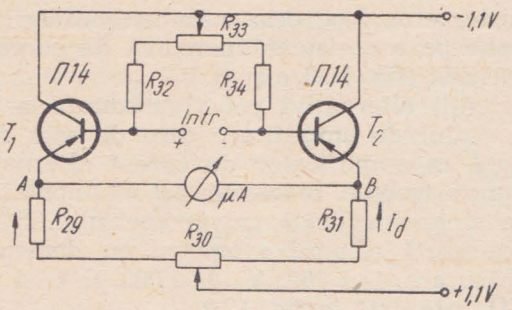


Fig. 12.7. Amplificator de curent continuu cu 2 tranzistoare lucrînd în regim de repetor pe emitor.

$R_{29}R_{31}$ și rezistențele porțiunilor emitor-colector ale tranzistoarelor T_1 și T_2. Cînd curenții din cele două ramuri ale punții sînt egali, potențialul punctelor A și B este același și microampermetrul indică zero. Dacă se aplică la intrare o tensiune, curentul prin porțiunea emitor-colector a tranzistorului T_1 crește iar curentul în porțiunea emitor-colector a tranzistorului T_2 scade, puntea se dezechilibrează și microampermetrul indică un curent proporțional cu tensiunea aplicată la intrare. Cu potențiometrul R_{33} se negativează în mod egal bazele tranzistoarelor astfel ca curenții bazelor să fie 20 μA, iar cu potențiometrul R_{30} se aduce microampermetrul la zero, intrarea fiind deschisă. Sensibilitatea reală a etajului este de 5–8 μA, dar pentru utilizarea rezistențelor normalizate, sensibilitatea se reduce de la început la 10 μA, prin șuntarea instrumentului.

Potențiometrul R_{33} se reglează numai la etalonarea etajului.

Acest etaj servește ca bază pentru schema completă [18] a avometrului (fig. 12.9). Schemele de principiu din care rezultă funcțiunile avometrului sînt indicate în fig. 12.8, *a*, *b*, *c*, *d*, *e*, *f*.

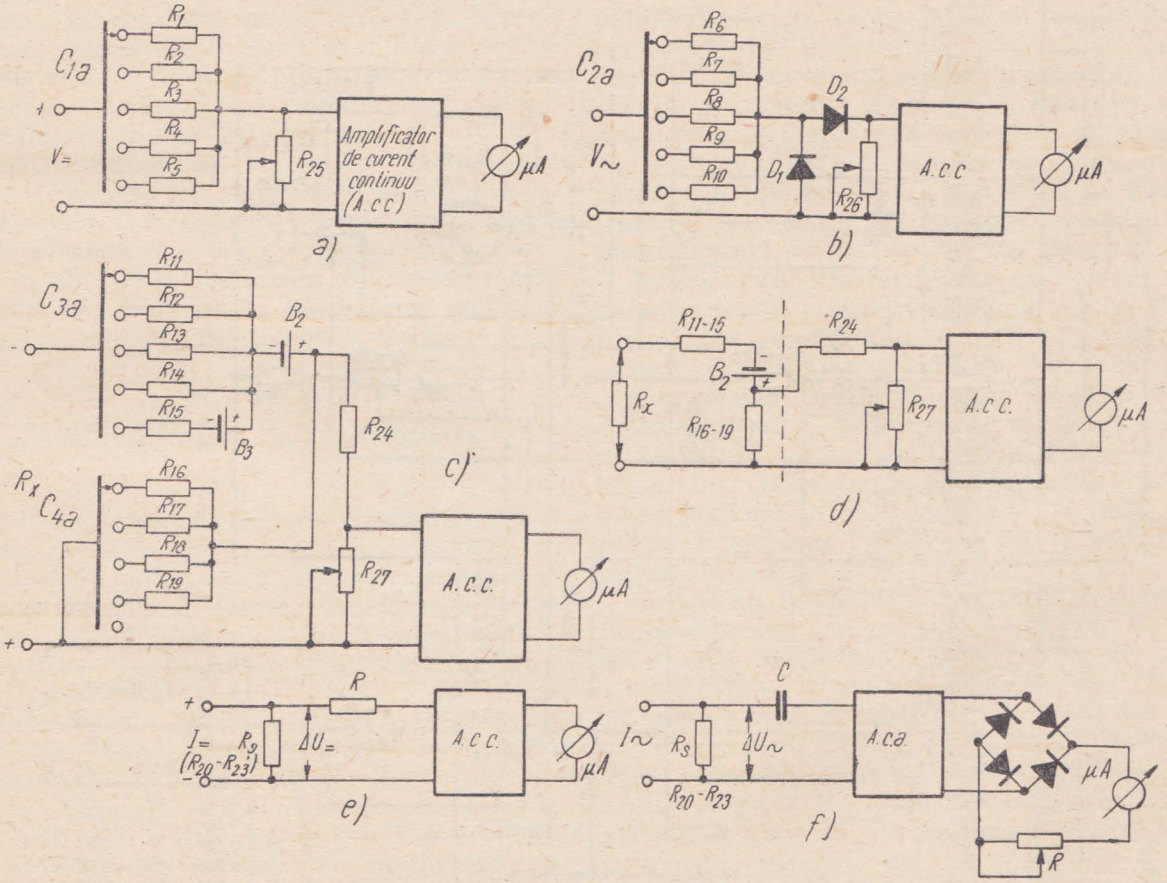


Fig. 12.8. Utilizările amplificatorului din fig. 12.7:

a — voltmetru de curent continuu; *b* — voltmetru de curent alternativ; *c*, *d* — ohmmetru; *e* — ampermetru de curent continuu; *f* — ampermetru de curent alternativ.

În funcția de voltmetru de c.c. (fig. 12.8, *a*), rezistența de intrare este de 100 kΩ/V, iar pentru diferite domenii se introduce în circuit una din rezistențele R_1—R_5. În funcția de voltmetru de curent alternativ (fig. 12.8, *b*), în serie intră o rezistență din grupul R_6—R_{10}, ambele alternanțe fiind redresate de diodele D_1 și D_2. Potențiometrul R_{26} șuntează galvanometrul astfel ca sensibilitatea etajului să fie 14μA, iar rezistența de intrare a voltmetrului de curent alternativ să fie de 33 kΩ/V. În funcția de ohmmetru, rezistența de măsurat R_x se conectează în serie cu una din rezistențele R_{11}—R_{15}, cu elementul B_2 și una din rezistențele R_{16}—R_{19} (fig. 12.8, *c*, *d*). Căderea de tensiune de pe rezistența R_{16}—R_{19} este măsurată de voltmetrul de c.c. Cu potențiometrul R_{27} se reglează sensibilitatea etajului de amplificare în punte și nulul instrumentului, bornele de intrare fiind scurtcircuitate.

Pentru măsurarea curenților continui, microampermetrul se comută la intrarea avometrului și pentru diferite domenii de măsurat este șuntat de rezistențele R_{20}, R_{21}, R_{22} sau R_{23}. Măsurarea curentului continuu la avometrele cu tranzistoare se face prin măsurarea căderii de tensiune pe o rezistență parcursă de curentul de măsurat (fig. 12.8, *e* și *f*).

Curenții alternativi pot fi măsurați la fel, după etajul de amplificare care de astă dată lucrează ca amplificator de curent alternativ; tensiunea trebuie redresată cu un montaj în punte și apoi aplicată galvanometrului. Schema completă a unui avometru cu domeniile de măsurare 1–1 000 V, 1–1 000 mA și 1–10 MΩ este dată în fig. 12.9.

Pentru buna funcționare a aparatului, caracteristicele $i_C = f(i_B)$ pentru $U_C = 1{,}1$ V ale celor două tranzistoare trebuie să fie identice. Precizia de măsurare a acestui avometru de-

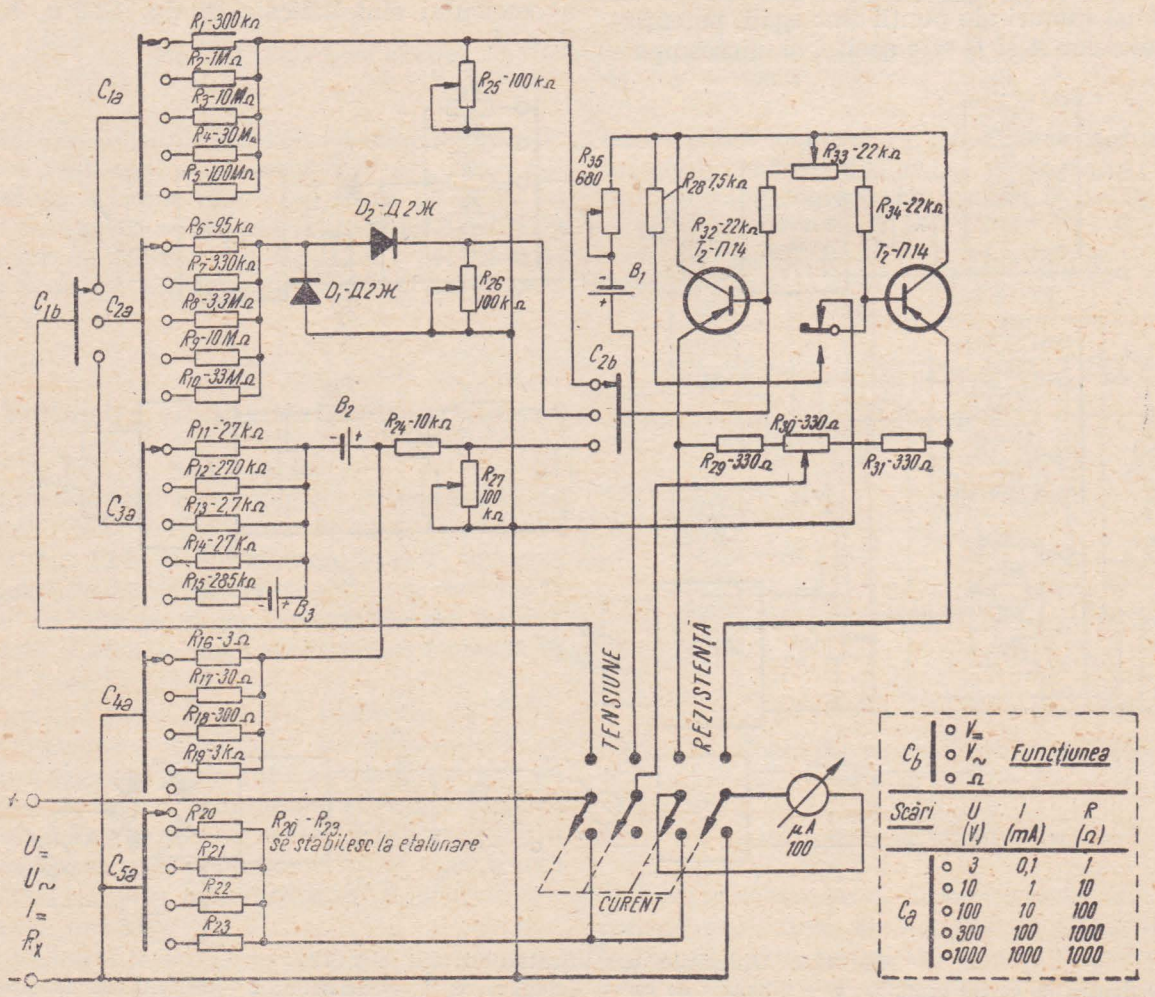


Fig. 12.9. Avometru cu tranzistoare.

Arhiva digitala SaDAng

pinde foarte puțin de temperatură care influențează măsurările cu $\pm 0{,}4\%$ pentru variațiile de temperatură de la -30 la $+40°C$. Variația tensiunii de alimentare de la 0,8 la 1,4 V față de tensiunea nominală de 1,1 V determină erori mai mari de măsurare ($\pm 5\%$). De aceea, se recomandă alimentarea cu acumulatoare Ni Cd miniatură, sau de la un stabilizator parametric de tensiune.

30 kΩ față de 1 kΩ cît ar avea etajul în schema *EC*. De pe rezistența de sarcină R_2 a primului etaj, tensiunea este amplificată de un amplificator *RC* cu 3 etaje, controlat de o puternică reacție negativă. Tensiunea de reacție negativă se culege de pe potențiometrul R_3, care constituie rezistența de sarcină a ultimului etaj; mărimea tensiunii de reacție negativă aplicată primului etaj de amplificare poate fi

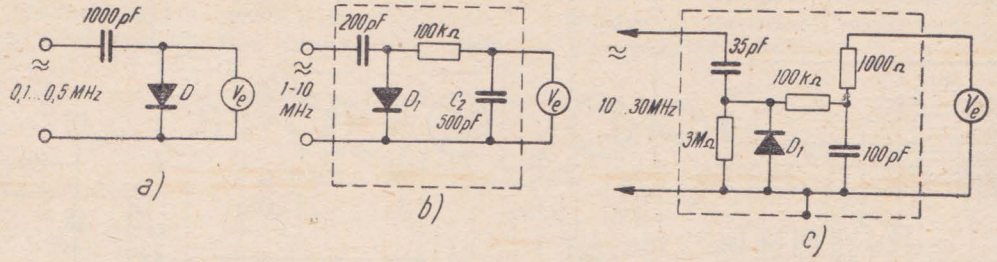


Fig. 12.10. Dispozitive pentru măsurarea tensiunilor mici de înaltă frecvență:
a — pentru frecvențe de 0,1 ... 0,5 MHz; *b* — pentru frecvențe de 1 ... 10 MHz; *c* — pentru frecvențe de 10 ... 30 MHz.

Controlul tensiunii de alimentare se face cu ajutorul butonului *B*; dacă acul instrumentului nu este la zero, cu potențiometrul R_{35} se ajustează tensiunea pînă cînd apăsînd butonul se realizează nulul instrumentului.

Pentru măsurarea tensiunilor de joasă și înaltă frecvență cu voltmetrele electronice cu tranzistoare descrise sînt necesare mici dispozitive ecranate ale căror scheme sînt prezentate în fig. 12.10. Semnalul de măsurat este detectat sau redresat, iar componenta continuă se aplică voltmetrului electronic de c.c.

5. Milivoltmetre cu tranzistoare

Utilizînd etaje de intrare în schema *CC* și reacția negativă în etajele de amplificare, se pot realiza aparate cu tranzistoare pentru măsurarea tensiunilor foarte mici. Sensibilitatea acestor aparate este de ordinul microvoltilor, iar rezistențele de intrare sînt cuprinse între 50 kΩ și 5 MΩ.

Milivoltmetrul din fig. 12.11 [2, 14] permite măsurarea tensiunilor de audiofrecvență cu amplitudinea 1—1 000 mV. Rezistența de intrare a aparatului este 40 kΩ pentru scara de 0—10 mV și 0,5 MΩ pentru celelalte domenii. De pe divizorul de tensiune de la intrare, semnalul este aplicat bazei primului tranzistor conectat în schema *CC*. Rezistența de intrare a primului etaj este de aproximativ

reglată în limite largi, astfel că amplificarea celor trei etaje variază între 150 și 700. Caracteristica de frecvență a amplificatorului este liniară în domeniul 20 Hz — 30 kHz (± 1 dB). Tensiunea de ieșire este redresată cu diodele D_1 și D_2 și filtrată de condensatorul C_7, astfel că sarcina ultimului etaj este egală în timpul ambelor alternanțe. Termostabilizarea schemei este asigurată de rezistențele R_4, R_5, R_6.

Instrumentul utilizat în aparat este un microampermetru magnetoelectric de 50 μA. Pentru mărirea sensibilității utile, tranzistorul din primul etaj trebuie să aibă un factor de zgomot de maximum 10 dB, iar la celelalte tranzistoare curentul I_{CEO} trebuie să fie stabil la măsurare în curent continuu. La etalonarea aparatului, rezistența R_3 se alege astfel ca deviația maximă a instrumentului să aibă loc pentru o tensiune de intrare de 10 mV, tensiunea de reacție fiind maximă.

Rezistența de intrare a aparatului depinde de amplificarea tranzistoarelor utilizate. În cazul studiat, dacă toate tranzistoarele ar avea o amplificare $\beta = 50$ la $f = 15$ kHz, sensibilitatea reală a aparatului ar fi de 500—1 000 μV iar rezistența de intrare de 0,3—0,5 MΩ. Consumul total al aparatului este de 1,5 mA la tensiunea de 9 V. Scara microampermetrului poate fi gradată în dB și folosită pentru ridicarea caracteristicilor de frecvență.

Milivoltmetrele de curent continuu cu tranzistoare se realizează și pe principiul amplificatoarelor autocompensate [14, 9] cu reacție

negativă. În felul acesta, variația parametrilor tranzistoarelor cu temperatura nu influențează indicațiile aparatelor de măsurat, asigurîndu-se precizia nominală. Sensibilitatea acestor milivoltmetre permite măsurarea tensiunilor de ordinul zecilor de microvolți.

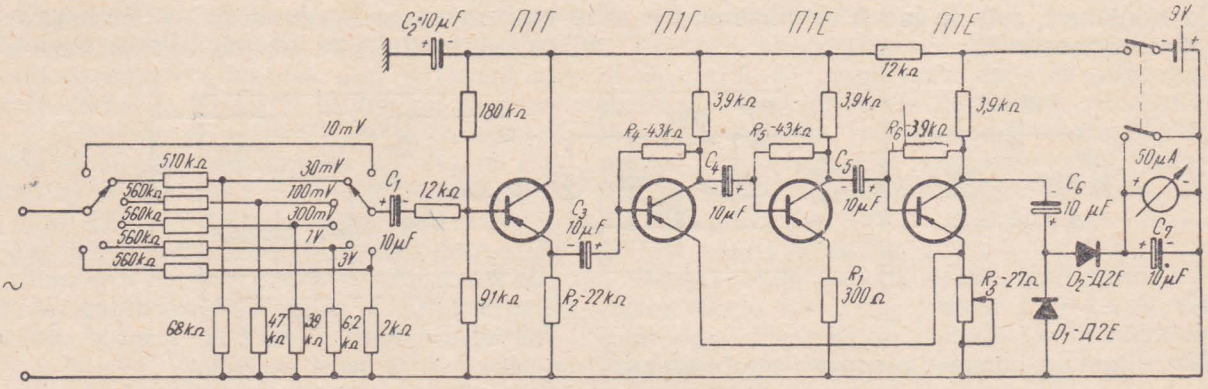


Fig. 12.11. Milivoltmetru electronic pentru audiofrecvență.

Principiul amplificatoarelor autocompensate este prezentat în fig. 12.12. O tensiune continuă necompensată de măsurat U este convertită în tensiune alternativă prin intermediul unui vibrator care comută pe frecvența de

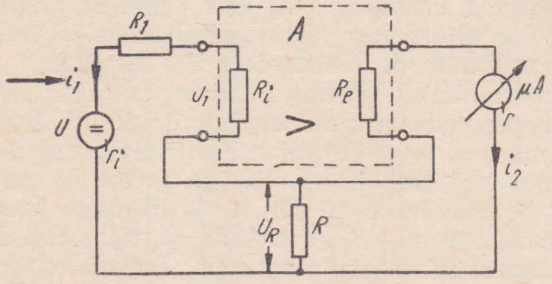


Fig. 12.12. Principiul de funcționare al amplificatoarelor autocompensate.

200—500 Hz. Tensiunea alternativă este amplificată pînă la valoarea necesară în amplificatorul de audiofrecvență A și apoi redresată tot cu ajutorul vibratorului. Întregul amplificator de audiofrecvență este controlat de o reacție negativă de curent, a cărui tensiune U_R ia naștere pe rezistența de reacție negativă R parcursă de curentul de ieșire i_2. Valoarea curentului i_2 este dată în acest caz de formula

$$i_2 = \frac{U}{R\left(1+\frac{1}{\beta_1\beta_2 A_1}\right)},$$

în care

$$\beta_1 = \frac{R_i}{R_i + r_i + R_1 + R},$$

iar

$$\beta_2 = \frac{R}{R_e + r + R},$$

unde: R_e, R_i este rezistența de ieșire, respectiv rezistența de intrare a amplificatorului de audiofrecvență A;

r_i — rezistența internă a sursei tensiunii continue de măsurat;

r — rezistența microampermetrului;

A_1 — amplificarea în gol a amplificatorului de c.c.

$$A_1 = \beta_1 \cdot A \cdot \eta_v \cdot \eta_r,$$

η_v și η_r — reprezintă randamentul vibratorului respectiv al redresorului, iar

A — amplificarea de tensiune a amplificatorului de audiofrecvență.

Dacă valoarea A_1 este destul de mare, expresia $\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot A_1 \gg 1$ și condiția de liniaritate a curentului de ieșire i_2 este satisfăcută: $i_2 = \frac{U}{R}$ iar scara microampermetrului poate fi liniară. Prin acțiunea tensiunii de autocompensare U_R variația parametrilor β_1, β_2 și A influențează foarte puțin precizia măsurărilor, spre deosebire, de amplificatorul direct. Rezistența de intrare R_i a amplificatorului compensat se mărește și are valoarea $R'_i = R_i(1+\beta_2 A_1)$.

Schema [14] milivoltmetrului de c.c. din fig. 12.13 este alcătuită după acest principiu.

Arhiva digitala SaDAng

Rezistența de intrare a amplificatorului de audiofrecvență este 100 kΩ, iar rezistența de ieșire este de 12 Ω. Amplificarea de tensiune A_1 a amplificatorului de audiofrecvență este 26 000, realizată cu trei etaje în schema *EC*. Termostabilizarea schemei este asigurată prin divizoarele de tensiune cu termistoare în circuitele bazelor. Primele două etaje se alimentează cu tensiune micșorată pentru reducerea zgomotului. Ca vibrator, se folosește un releu polarizat acționat de un oscilator cu reacție inductivă cu două tranzistoare care funcționează la 60°C și +2,5% la −20°C; volumul aparatului — 3 dm³; greutatea — 2 kg; deriva punctului zero — 20 μV/oră.

6. Frecvențmetre cu tranzistoare

Aparatele cu citire directă a frecvenței ce se măsoară sînt preferate sistemelor clasice de măsurare a frecvenței prin metoda punții sau a comparației.

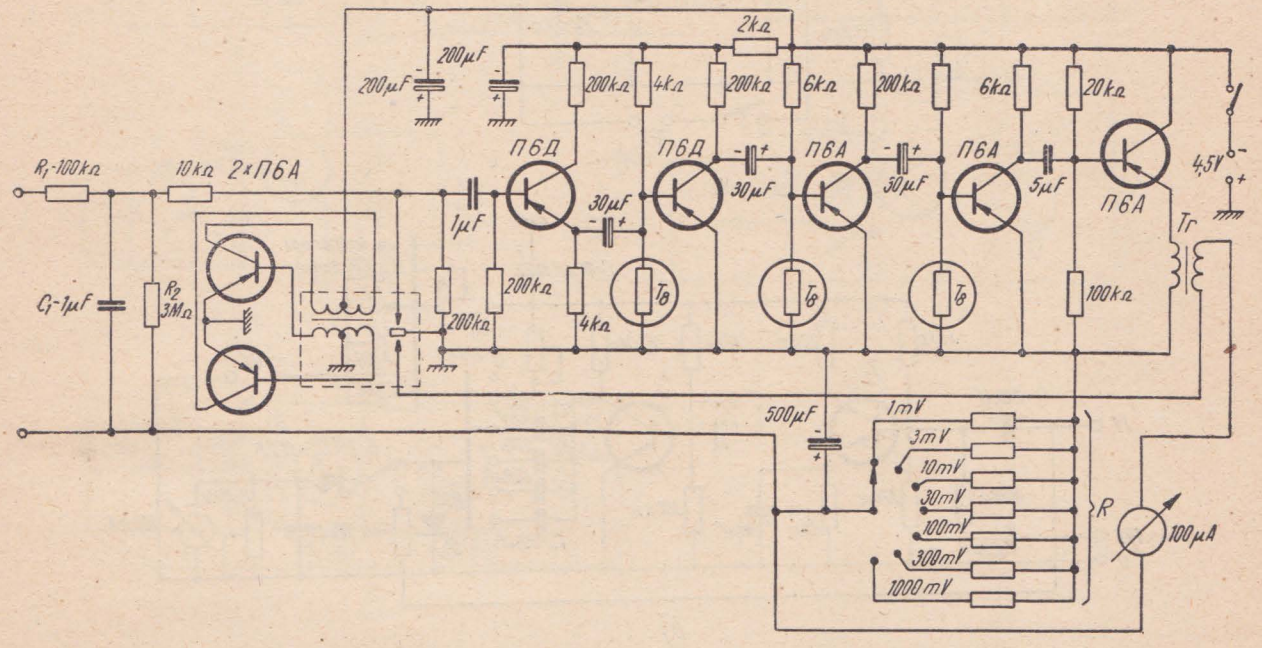


Fig. 12.13. Milivoltmetru autocompensat cu reacție negativă (sensibilitatea 10 μV).

la frecvența de 200 Hz. Bobinajul releului polarizat constituie chiar înfășurarea de colector a oscilatorului. Peste înfășurarea de colector este așezată bobina de reacție conectată în circuitul bazelor. Contactul comutatorului releului pune la masă intrarea amplificatorului într-o poziție, iar în cealaltă poziție ieșirea lui.

Tensiunea de măsurat se aplică la intrare prin filtrul R_1C_1. Pentru ca circuitul tensiunii de compensare să nu fie întrerupt atunci cînd lipsește tensiunea de măsurat, intrarea aparatului este șuntată de rezistența R_2. Rezistențele R (constantan) de reacție negativă se determină la etalonarea schemei și se comută pentru fiecare domeniu de măsurare.

Caracteristicile aparatului sînt următoarele: domeniile de măsurare 10 μV—1 V; rezistența de intrare 1—4 MΩ; precizia măsurării —2%

Frecvențmetrele de joasă frecvență cu tranzistoare se bazează pe următorul principiu: dacă unui galvanometru i se aplică o serie de impulsuri de aceeași formă și amplitudine, curentul prin galvanometru va fi proporțional cu frecvența impulsurilor.

În frecvențmetrul din fig. 12.14, *a* [19], tranzistorul lucrează ca amplificator și limitator. Condensatoarele C_2, C_3, C_4, C_5, împreună cu rezistențele R_4 și rezistența interioară r_i a galvanometrului, formează un circuit de diferențiere, iar impulsurile rezultate sînt detectate de diodele D_1 și D_2. Amplitudinea minimă a tensiunii a cărei frecvență se măsoară trebuie să fie de 0,5 V. Gama de frecvențe: 10 Hz—100 kHz.

În fig. 12.14, *b* este prezentată schema [22] unui frecvențmetru pentru gamele 10—100 Hz,

100 Hz—1 kHz, 1 kHz—10 kHz şi 10—100 kHz. Sensibilitatea: 15 mV.

Apăsînd butonul B_1, aparatul se transformă în voltmetru de curent alternativ cu scara de

Măsurarea frecvenţelor înalte (0,15—200 MHz) se face cu undametre de absorbţie cu circuit *LC*. Cînd circuitul acordat *LC* al undametrului este acordat pe aceeaşi frecvenţă cu frecvenţa

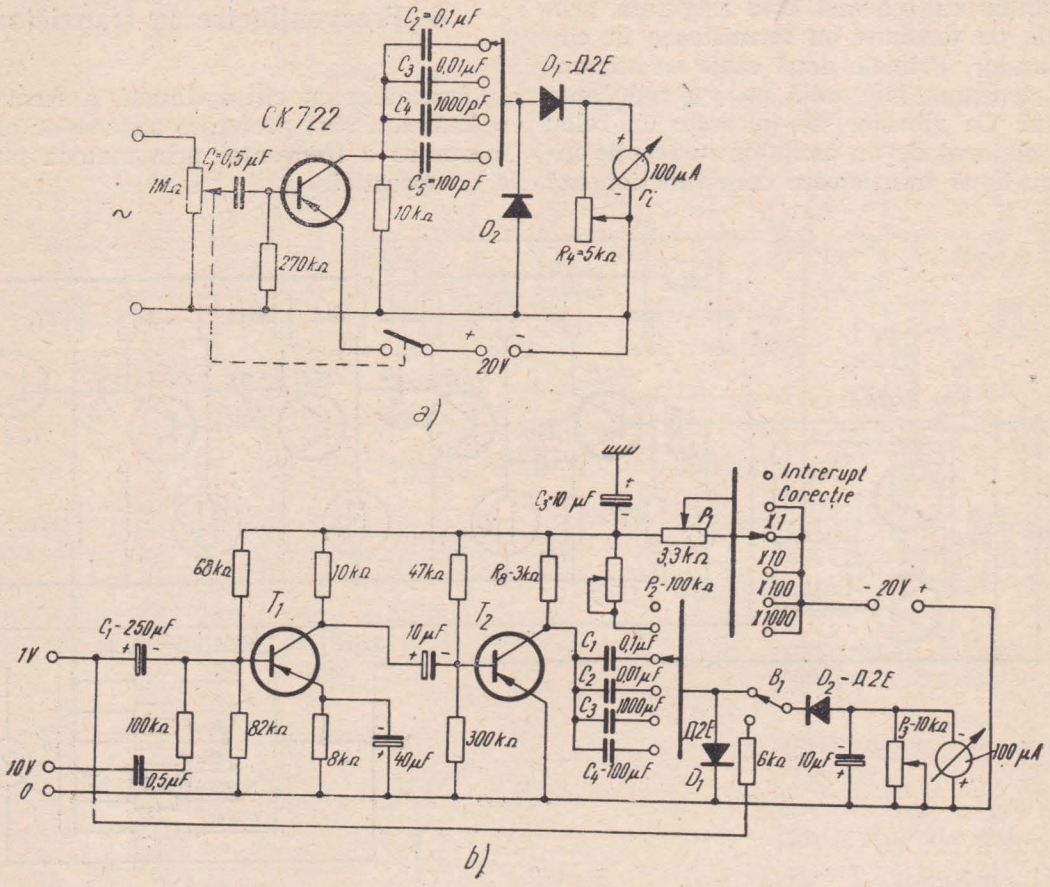


Fig. 12.14. Frecvenţmetre electronice cu tranzistoare pentru banda 10 Hz...100 kHz:
a — frecvenţmetru; *b* — frecvenţmetru şi voltmetru.

1 V, cu care se măsoară amplitudinea tensiunii a cărei frecvenţă se măsoară. Primul etaj funcţionează ca amplificator de tensiune, iar al doilea etaj ca limitator. Pe rezistenţa R_8 se culeg impulsuri rectangulare de amplitudine constantă, cu frecvenţa egală cu a tensiunii aplicate la intrare, care încarcă unul din condensatoarele C_1—C_4. Deviaţia microampermetrului este proporţională cu frecvenţa impulsurilor (amplitudinea lor se menţine constantă), scara rezultînd liniară. Cu potenţiometrul P_1 se reglează tensiunea de alimentare a montajului la 15 V, iar potenţiometrul P_3 se reglează astfel ca deviaţia instrumentului să fie maximă pentru frecvenţa de 100 Hz, pe scara 10 Hz—100 Hz.

semnalului cercetat, tensiunea la bornele circuitului este maximă. Această tensiune este detectată şi aplicată unui instrument care indică — la rezonanţă — curentul maxim. Condensatorul de acord *C* se etalonează în unităţi de măsură ale frecvenţei. Schemele uzuale ale undametrelor cu absorbţie sînt date în fig. 12.15.

Elementele semiconductoare care intră în schemele [11, 15, 20] undametrelor din fig. 12.15 sînt diodele cu contacte punctiforme pentru înaltă frecvenţă şi tranzistoarele care lucrează ca amplificatoare de c.c. Capacităţile de filtrare C_0 şi C_1 (fig. 12.15, *c*, *d*), se aleg în funcţie de frecvenţă (1 000 pF pentru 1 MHz şi 20 pF pentru 250 MHz). Rezistenţa R_1 limi-

Arhiva digitala SaDAng

tează încărcarea diodei în curent continuu, iar rezistența R_2 protejează instrumentul în caz de scurtcircuit (fig. 12.15, *c*). Montajele din fig. 12.15, *c*, *d*, *e*, *f* sînt de 30—60 ori mai sensibile decît cele din fig. 12.15, *a*, *b*, datorită etajului de amplificare cu tranzistor. În schema 12.15, *c* și 12.15, *d*, sensul în care este monnută de la un generator de 800—1 000 Hz (fig. 12.15, *e*). În undametrul din fig. 12.15, *f*, detecția se face pe joncțiunea emitor-bază a tranzistorului T_1. Cele două etaje de amplificare sînt cuplate galvanic; factorul de cuplaj al tranzistorului T_1 cu circuitul *LC* este de 0,1—0,2, pentru a evita amortizarea circuitului.

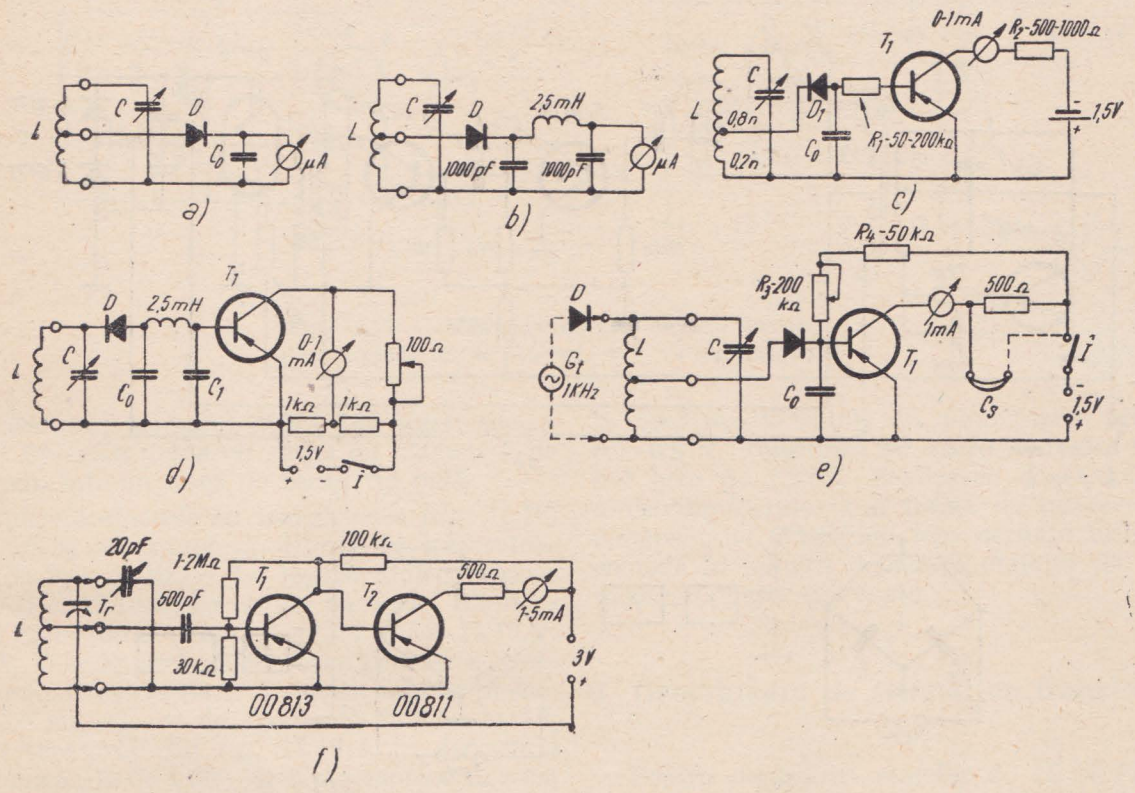


Fig. 12.15. Undametre de absorbție cu semiconductoare:
a, *b* — cu diode; *c*, *d*, *e* — cu diode și tranzistoare; *f* — cu tranzistoare.

tată dioda este astfel ales încît baza să fie negativată chiar de semnalul detectat. În repaus, tranzistorul T_1 este blocat și curentul lui este de 50—100 μA crescînd la rezonanță la 0,2—0,3 mA. Pentru ameliorarea randamentului detecției și mărirea amplificării etajului, baza tranzistorului este negativată prin rezistențele R_3, R_4 (fig. 12.15, *e*). Astfel funcționarea diodei are loc pe porțiunea liniară a caracteristicilor, iar funcționarea tranzistorului pe porțiunea liniară a caracteristicii de ieșire și nu pe porțiunea inițială de cot a caracteristicilor ca în cazul schemelor din fig. 12.15, *c* și 12.15, *d*.

Acordul undametrului poate fi urmărit în cască dacă semnalul de înaltă frecvență este modulat cu o tensiune de audiofrecvență obți-

Fără semnal, instrumentul indică 0,2 mA cînd tensiunea bateriei de alimentare este de 3 V.

Pentru toate schemele de mai sus elementele *L* și *C* se aleg pentru acoperirea domeniului necesar de frecvențe.

7. Punte *RC* cu tranzistoare

Tehnica tranzistoarelor permite construirea unei punți portabile *RC* [1] de dimensiuni reduse, a cărei schemă este dată în fig. 12.16.

Principiul de funcționare este următorul: un oscilator în 3 puncte cu tranzistorul OC34 în schema *EC* produce o tensiune de audiofrec-

venţă (2 kHz). Din secundarul transformatorului, tensiunea este aplicată punţii de măsurat al cărei echilibru se obţine variind potenţiometrul P_1. Puntea propriu-zisă se compune din potenţiometrul P_1, elementele etalon R_e sau C_e şi mărimea necunoscută R_x sau C_x. Orice dezechilibru al punţii determină un curent pe 5 mm lungime. Puntea este sensibilă pentru curenţi de 10^{-8} A, în diagonala punţii putîndu-se astfel măsura rezistenţe pînă la 3 MΩ şi condensatoare de la 1 μF la 100 pF.

Folosind şi un indicator acustic de nul (cască), domeniul de măsurare se extinde pînă la 10 MΩ, respectiv 20—30 pF.

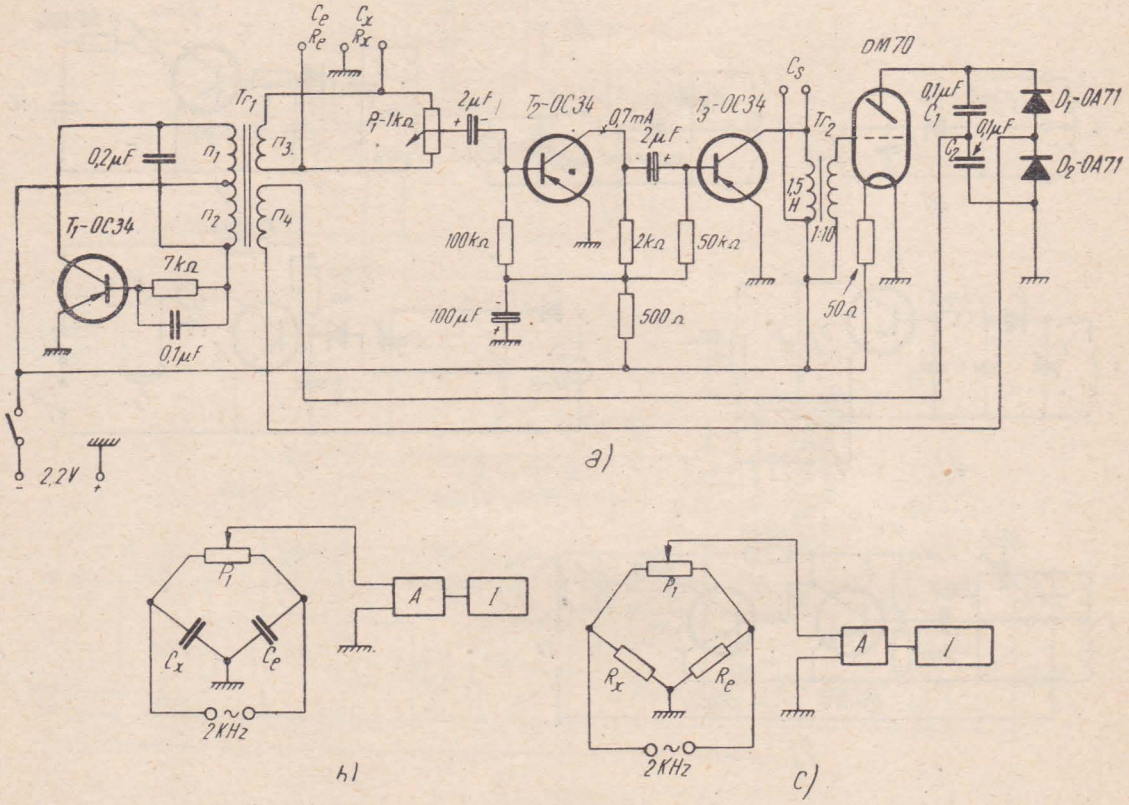


Fig. 12.16. Punte pentru măsurarea rezistenţelor şi condensatoarelor:
a — schema de principiu; *b* — schema pentru măsurarea capacităţilor; *c* — schema pentru măsurarea rezistenţelor; *A* — amplificator; *I* — indicator optic de acord.

diagonală. Amplificarea de curent a celor două etaje este cuprinsă între 800—1 200. Sarcina amplificatorului este indicatorul optic de acord DM70. De pe înfăşurarea n_4 a transformatorului T_1 se culege o tensiune de 60 V care este redresată şi filtrată cu grupul D_1, D_2, C_1, C_2 şi folosită pentru alimentarea anodică a tubului indicator.

Pentru alimentarea montajului servesc două acumulatoare uscate CdNi. Transformatorul de ieşire Tr_2 are raportul de transformare 1:10, inductanţa primarului fiind de 1,5 H. Tensiunea secundară este aplicată la grila tubului DM70 negativat cu — 1 V, astfel că echilibrul punţii este indicat de un sector luminos de

8. Generatoare de ton cu tranzistoare

Generatoarele de ton şi în cazul general generatoarele de semnal cu tranzistoare sînt mai simple şi mai economice decît aparatele similare cu tuburi electronice. În fig. 12.17 sînt prezentate schemele a două generatoare de ton. Primul [1] este un generator clasic *RC* cu frecvenţa de 1 kHz. Condiţia de oscilaţie este satisfăcută dacă amplificarea β a tranzistorului în schema *EC* este ⩾ 30. Semnalul la ieşire este sinusoidal cu puţine armonice, tensiunea fiind 1 V pe o rezistenţă de sarcină de 4 kΩ.

Arhiva digitala SaDAng

Al doilea generator de ton este un oscilator de tensiune sinusoidală în 3 puncte cu reacție inductivă și cu frecvența de lucru de 1 kHz $\pm 3\%$. Amplitudinea tensiunii de ieșire este reglabilă prin P_1 între 50 mV și 1 V. Bobina

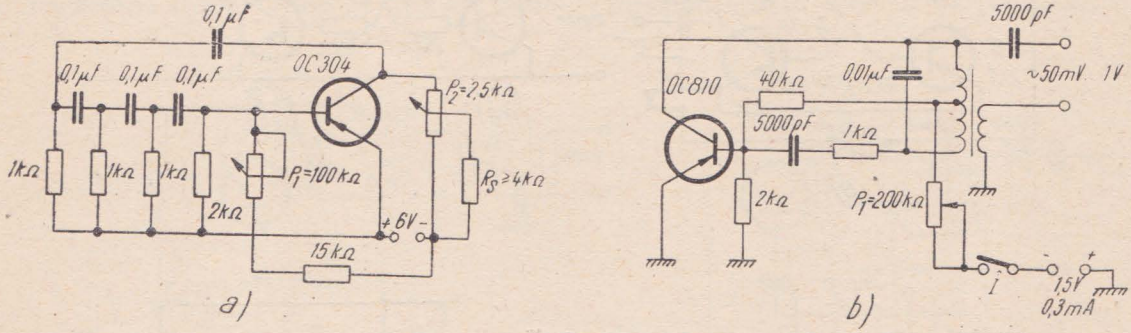


Fig. 12.17. Generatoare de ton cu tranzistoare:
a — cu celule *RC* de defazare; *b* — cu transformator.

oscilatorului: primarul 400 + 100 spire, secundarul 50 spire, toate cu sîrma cu diametrul de 0,1 mm, într-un miez de ferită tip oală.

Multivibratoarele cu tranzistoare (fig. 12.18) [1, 5, 10, 8] se comportă diferit de generatoarele de ton analizate. La ieșirea multivibratoarelor (fig. 12.18, *b*) se obține de obicei un semnal a cărui formă este prezentată în fig. 12.18, *e*, *f*, *g*, *h*. Descompunerea în serie Fourier a acestui semnal evidențiază un mare număr de armonice superioare de frecvență înaltă. Astfel, multivibratorul din fig. 12.18, *a* cu frecvența fundamentală de 1 000 Hz are armonice în zona 100—1 000 kHz, cel din fig. 12.18, *b* are frecvența fundamentală 1.4 kHz și armonice pînă la frecvența de 3—5 MHz.

Multivibratoarele cu tranzistoare servesc astfel atît ca generator de ton cît și ca generator de semnale de înaltă frecvență, care acoperă undele lungi, medii și chiar undele scurte.

În multivibratorul din fig. 12.18, *b*, rezistențele de 20 kΩ din circuitul bazei măresc rezistența de intrare a tranzistorului și ameliorează forma impulsului, iar rezistențele de 200 kΩ negativează baza (—0,07 . . . —0,15 V) și fixează astfel punctul de funcționare al tranzistorului. Rezistența din circuitul colectorului trebuie să fie pe de o parte suficient de mare ca să producă o tensiune suficientă pentru excitarea celui de-al doilea tranzistor și pe de altă parte suficient de mică pentru ca să fie amplificate și tensiunile mici ale armonicelor superioare (analog cu amplificatoarele de bandă largă cu tuburi electronice). Frecvența fundamentală este determinată de valoarea condensatoarelor de cuplaj și a rezistențelor din circuitul bazelor. Consumul multivibratoarelor din fig. 12.18, *b* și *c* este foarte mic: 0,25 mA la 1,5 V adică 0,375 mW; oscilația se menține și la scăderea tensiunii de alimentare pînă la 0,7—0,8 V. Tensiunea de ieșire în regim nominal este de 1,2 V. Realizarea constructivă a multivibratoarelor sub formă de tub-sondă cu dimensiunile Ø 20×100 mm permite utilizarea comodă în tehnica depanării etajelor de joasă, medie și înaltă frecvență.

9. Generatoare de semnal cu tranzistoare

Pentru depanarea etajelor de *ÎF* și *FI* este util un generator de semnal-sondă, după schema din fig. 12.19 [4].

Oscilatorul cu un tranzistor în schemă *BC* și cu reacție capacitivă C_r oscilează pe frecvența de 450—480 kHz, determinată de circuitul acordat L_1C_1. Tensiunea sinusoidală de ieșire cu amplitudinea de 50—100 mV se obține de pe înfășurarea de cuplaj L_2. Sînt prevăzute două ieșiri: una de rezistență mică *1* și una de rezistență mare *2*, în serie cu rezistența de 100 kΩ. Semnalul poate fi modulat în amplitudine cu o frecvență joasă. Modulația poate fi realizată în schemă cu baza tranzistorului la masă — pentru înaltă frecvență — prin condensatorul C_m. Valoarea condensatorului C_m determină frecvența de modulație proprie: cînd C_m=10 000 pF, f_m =3 kHz, iar cînd C_m=4 μF, f_m =10 Hz. Pentru modularea semnalului din exterior (de exemplu cu generatorul de ton din fig. 12.17, *b*) sînt prevăzute bornele *ME*. În acest caz, este necesară negativarea bazei prin

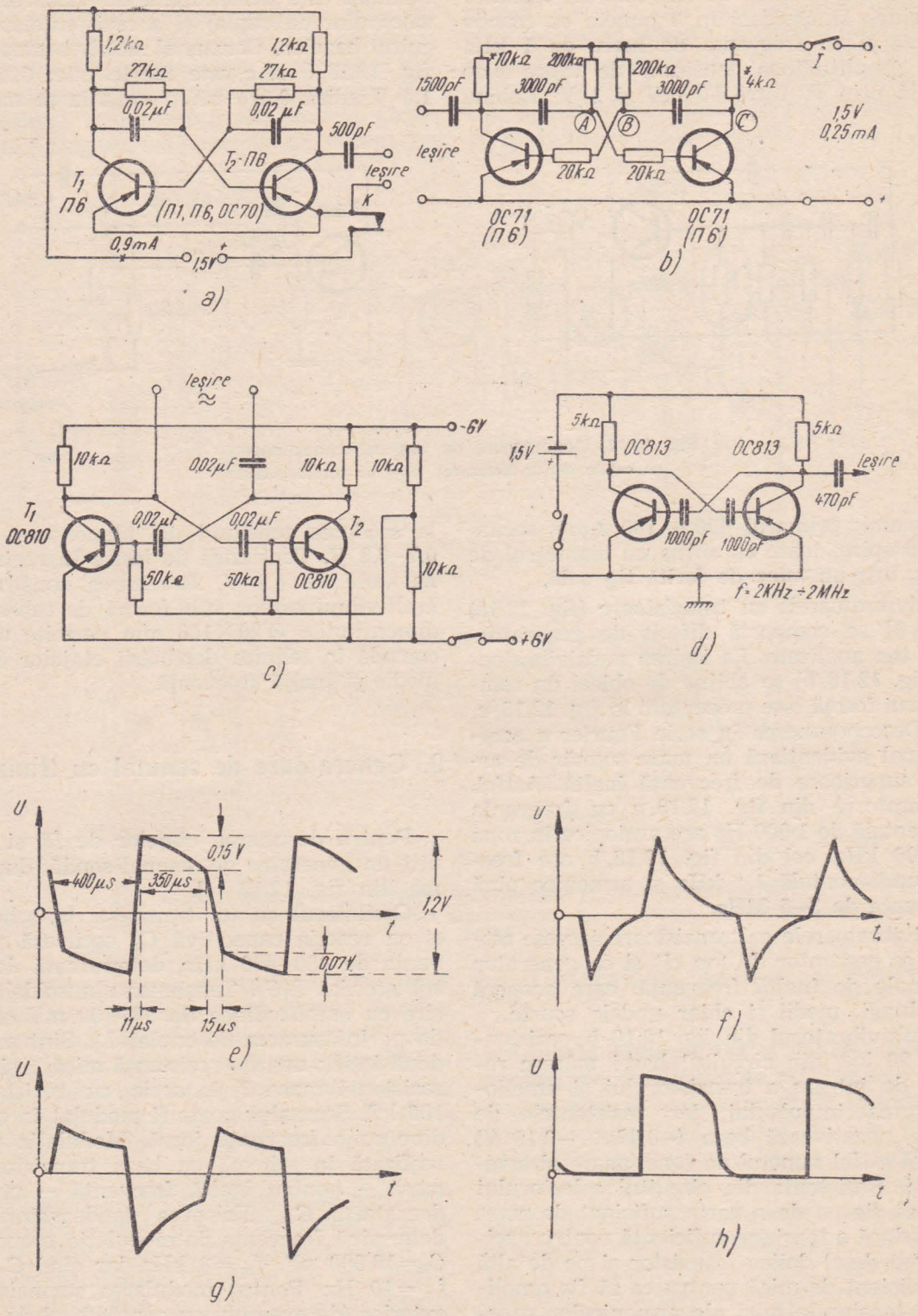


Fig. 12.18. Multivibratoare cu tranzistoare:

a, *b*, *c*, *d* — schemele de principiu; *e* — impulsurile din punctul C (fig. 12.18, *b*); *f* — tensiunea de ieșire pe o rezistență de sarcină de 2 k (fig. 12.18, *b*); *g* — impulsurile din punctul *A* sau *B* (fig. 12.18, b); *h*—impulsurile la ieșire (fig. 12.18, *b*).

Arhiva digitala SaDAng

divizorul R_2, R_3 şi introducerea rezistenţei R_1 în circuitul emitorului. Bobina L_1 are 80+80 spire cu sîrmă cu diametrul de 0,1 mm, iar L_2 are 20 spire din aceeaşi sîrmă, ambele bobine fiind într-un miez oală.

O schemă asemănătoare (fig. 12.19, *b*) care funcţionează pe frecvenţa de 94 kHz cu o modulaţie proprie de 250—500 Hz, poate servi ca sondă video-audio pentru depanarea televizoarelor. Ca şi în cealaltă schemă, condensatorul de modulaţie C_m se încarcă şi se descarcă blocînd oscilatorul de înaltă frecvenţă. Frecvenţa de modulaţie este determinată de constanţa de timp a circuitului în care intră condensatorul C_m, inductanţa L şi joncţiunea emitor bază a tranzistorului. Adîncimea modulaţiei este determinată de valoarea curentului I_{CBO} şi de tensiunea de negativare a bazei. Caracteristica neliniară a diodei face să apară un bogat spectru de armonice superioare, ceea ce permite utilizarea sondei şi ca generator de semnal pentru domeniul 3—6 MHz. Acest generator de semnal aplicat la grila amplificatorului video al televizorului produce pe ecran 6 impulsuri de linie (15,625 kHz×6=94 kHz), cu cîte 5—10 dinţi de ferăstrău: (5...10)× ×50 Hz=250 . . . 500 Hz.

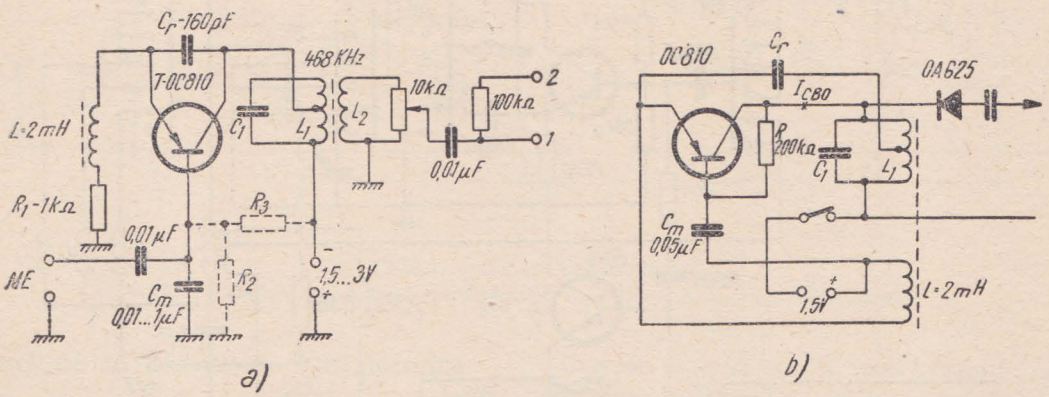


Fig. 12.19. Generatoare de semnal (sonde) cu un tranzistor:
a — pentru frecvenţa de 468 kHz; *b* — pentru frecvenţa de 94 kHz.

10. Heterodină modulată cu tranzistoare

Heterodina modulată cu tranzistoare din fig. 12.20 [27] are următoarele domenii de lucru: 110—400 kHz; 400 kHz—1 MHz; 872 kHz; 1 187 kHz; 0,9—2 MHz; 1,9—4 MHz. Are modulaţie de audiofrecvenţă cu 800 Hz.

Schema de principiu simplificată este arătată în fig. 12.20, *a*. Tranzistorul T_1 funcţionează ca oscilator cu reacţie inductivă în schema *EC*. Condensatorul de reacţie C_r are valoarea necritică de 60—80 pF.

Generatorul de ton T_2 pentru modulaţie funcţionează în schema *EC* cu reacţie inductivă. Ieşirea de înaltă frecvenţă modulată poate fi reglată cu P_1. Tensiunea de audiofrecvenţă de 800 Hz se obţine la bornele *AF*. Datele constructive ale montajului: L_1=18 μH (30 spire); L_2=75 μH (61 spire); L_3=300 μH (120 spire); L_4=1 700 μH (290 spire); L_r (35+50 spire).

11. Generator de semnal pentru verificarea televizoarelor

Schema din fig. 12.21 [1] utilizează patru tranzistoare care lucrează în trei scheme de oscilator. Generatorul pentru baleiajul vertical T_1 lucrează în schema *EC*, baza fiind negativată cu divizorul R_2R_3. De pe emitorul tranzistorului T_1, semnalul cu frecvenţa de 150 Hz este aplicat la contactul 2 al comutatorului k_2.

Tranzistorul T_2 lucrează ca oscilator pentru semnalul frecvenţei intermediare de 30—36 MHz acordat cu circuitul L_1C_7. Tranzistorul utilizat are frecvenţa limită de peste 60 MHz. Negativarea bazei T_2 se obţine tot de pe divizorul R_2R_3, iar R_4 stabilizează curentul colectorului. Armonicele superioare ale frecvenţei de 30—36 MHz cad în frecvenţa benzii a 3-a de televiziune, numai prin alegerea potrivită a condensatorului C_7. Semnalul purtătoarei se extrage inductiv (înfăşurarea L_3—1 spiră) iar R_5

amortizează undele staționare din cablul coaxial utilizat pentru cuplarea cu televizorul. Tranzistoarele T_3 și T_4 funcționează ca multivibrator pentru frecvența baleiajului orizontal, frecvență reglabilă prin potențiometrul P. Ieșirea generatorului de baleiaj orizontal este aplicată la contactul 4 al comutatorului k_2.

În poziția „modulație" a comutatorului k_1, semnalul venit de la comutatorul k_2 este aplicat emitorului tranzistorului T_2, iar la ieșire se

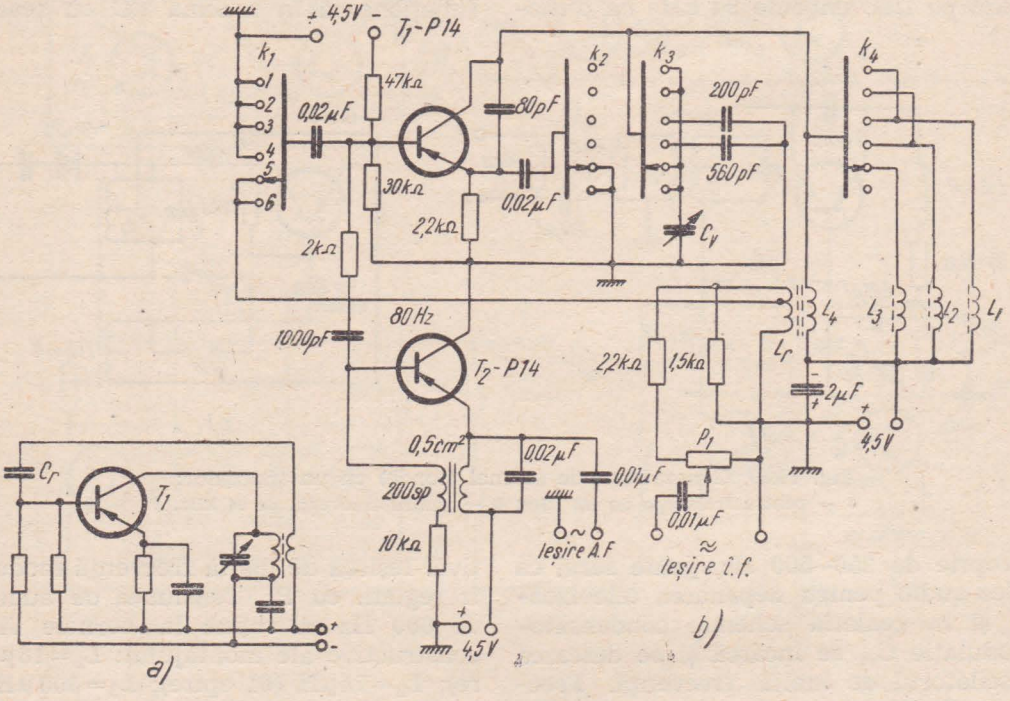


Fig. 12.20. Heterodină modulată cu tranzistoare:
a — schema de principiu simplificată; *b* — schema de principiu detaliată.

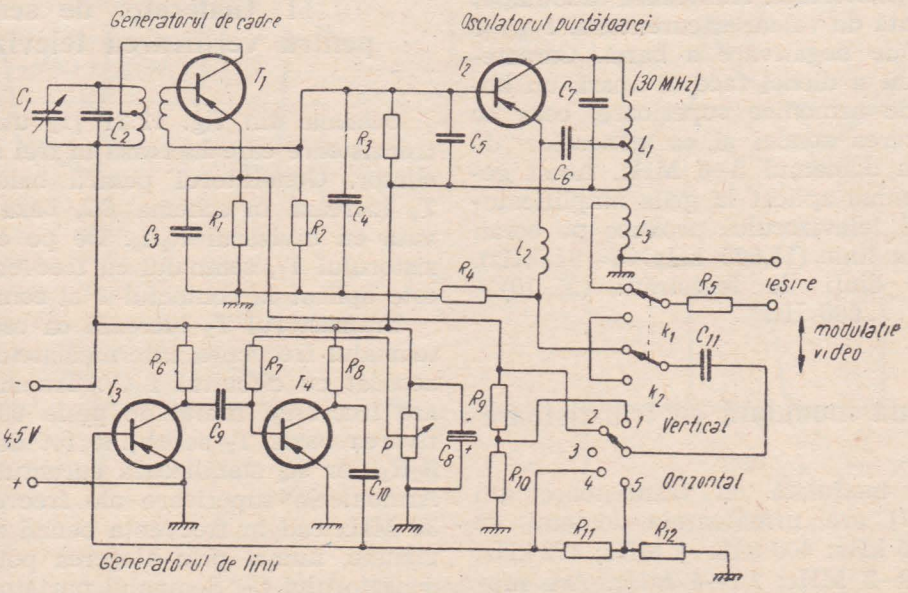


Fig. 12.21. Generator de semnal pentru depanarea televizoarelor.

Arhiva digitala SaDAng

obţine semnalul de 30 MHz modulat cu frecvenţa de 15 625 Hz sau 150 Hz. În poziţia „video" a comutatorului k_1, semnalul de 15 625 Hz este aplicat direct la bornele de ieşire.

Cu prima sondă se poate urmări semnalul de audiofrecvenţă în radioreceptoare sau televizoare, iar împreună cu detectorul se poate verifica funcţionarea etajelor de *FI* şi *ÎF*.

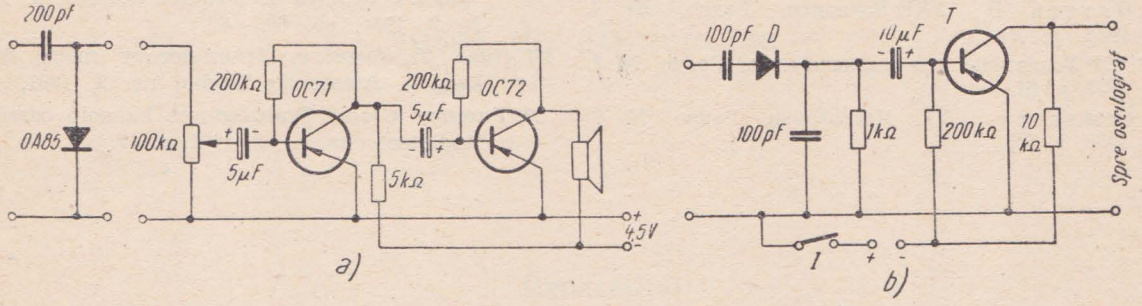


Fig. 12.22. Sonde cu tranzistoare:
a — pentru depanarea radioreceptoarelor; *b* — pentru depanarea televizoarelor.

12. Sonde de urmărire cu tranzistoare

Pentru urmărirea semnalului de înaltă frecvenţă şi a amplificării etajelor de frecvenţă intermediară se folosesc mici amplificatoare de joasă frecvenţă precedate de un etaj de detecţie. În fig. 12.22, *a* este dată schema unei sonde pentru depanarea radioreceptoarelor, iar în fig. 12.22, *b* o sondă pentru depanarea televizoarelor.

Cea de a doua sondă face posibilă: căutarea defectelor în blocul de *ÎF* al televizoarelor prin vizualizarea caracteristicii de trecere la osciloscop-vobulator; măsurări asupra semnalului din blocul de *ÎF* folosind un amplificator suplimentar cu tranzistoare; vizualizarea curbelor de acord din amplificatorul de *FI* imagine-sunet şi din canalul de sunet (discriminator sau detector de raport).

Bibliografie

1. *Lennartz H., Taeger W.*, Transistor Schaltungstechnik, Funk-technik, nr. 17, 1959, pp. 632–633; nr. 18, 1959, pp. 667–668; nr. 20, 1959, p. 735; nr. 1, 1960, p. 18; nr. 2, 1960, p. 46; nr. 7, 1960, p. 215; nr. 10, 1960, p. 378.
2. Андреев Ю., Простой миливольтметр на полупроводниковых триодах, Радио № 1, 1960, p. 56.
3. * * * Наша консультация, Радио, № 9, 1960, p. 62.
4. *Schlenzig Klaus*, Transistor-Taschenprüfgenerator „Tobitest", Radio und Fernsehen, nr. 12, 1960, p. 377.
5. *Fischer H. I.*, Hinweise für den Bau von Transistormultivibratoren, Radio und Fernsehen, nr. 2, 1959, p. 44.
6. *Dabruck W.*, Bauanleitung für ein einfaches Transistovoltmeter, Radio und Fernsehen, nr. 8, 1959, p. 251.
7. *Schlenzig Klaus*, Die gedruckte Schaltung in der Hand des Amateurs, Radio und Fernsehen, nr. 18, 1959, pp. 584–585.
8. *Taeger Werner*, Schwingschaltungen mit Transistoren, Radio und Fernsehen, nr. 16, 1959, p. 518.
9. * * * Ein tragbares, Gleichstrom-millivoltmeter mit Transistoren, Radio und Fernsehen, nr. 1, 1959, p. 547.
10. *Hetényi László*, Tranzisztoros jelnyomozó, Rádiótechnika, nr. 5, 1960, p. 154.
11. *Varga Pál*, Amatőr hullámmérők, Rádiótechnika, nr. 6, 1960, p. 179.
12. * * *Zajimava zapojeni měricih pristroju, Sdelovaci Tehnika, nr. 5, 1960, p. 187.
13. * * * Nova pouziti transistorů, Sdelovaci Tehnika, nr. 11, 1960, p. 425.
14. * * * Milivoltmetry s transistorý, Sdelovaci Tehnika, nr. 7, 1960, p. 263.
15. *Iakubaschk H.*, Empfindlicher Transistor-Absorptions-Frequenzmesser, Funkamateur, nr. 11, 1960, p. 374.
16. Кружков Н., Авометр на п.п. триодах, Радио, № 8, 1959, p. 13.

17. Большов Ю., Измерительные пробники на п. п. диодах, Радио, № 8, 1959, p. 14.
18. Капустин И., Авометр на п. п. триодах, Радио, № 10, 1959, p. 55.
19. * * * Портативный частотомер, Радио, № 2, 1958, p. 57.
20. Батаев В., УКВ-Волномер, Радио, № 4, 1958, p. 41.
21. * * * Усилитель для гальванометра, Радио, № 7, 1958, p. 61.
22. Бурмистров Ю., Частотомер, Радио, № 9, 1958, p. 52.
23. Сворень Р., Большов Б., Универсальный измерительный прибор, Радио, № 5, 1958, pp. 46—50.
24. Рыбаков Л., Шарапов Л., Прибор для проверки п. п. триодов, Радио, № 9, 1957, pp. 49—50.
25. Клейман А., Экслер Р., Параметры п. п. триодов средней и большой мощности, Радио, № 2, 1961, pp. 60 — 62.
26. *Hyan T. Jaroslav,* Tranzistorovy měřič malych kapacit, Amaterske Radio, nr. 2, 1961, p. 37.
27. *Pummer Csaba,* Tranzisztoros hangoló oszcillátor, Rádiótechnika, nr. 2, 1961, p. 37.

Arhiva digitală SaDAng

XIII

Surse de alimentare

1. Generalităţi

În acest capitol se vor prezenta atît sursele de alimentare destinate aparaturii cu semiconductoare cît şi sursele de alimentare care conţin semiconductoare.

La început se vor examina sursele de alimentare pentru radioreceptoarele cu tranzistoare: acumulatoarele, termogeneratoarele şi bateriile solare.

Se vor examina apoi redresoarele, stabilizatoarele şi convertizoarele de tensiune cu semiconductoare.

2. Surse chimice de curent

În aparatura cu tranzistoare se utilizează sursele chimice de curent clasice: elementele galvanice şi acumulatoarele.

Elementele galvanice cilindrice clasice de tip Leclanché au fost înlocuite treptat cu elemente plate de tipul galeţilor, cu depolarizanţi noi ca: bioxidul de mangan activat, peroxidul de mangan etc. Astfel a crescut energia pe unitatea de greutate de la 12—15 Wh/kg, cît era la elementele cilindrice cu materiale normale, la 22—25 Wh/kg, la elementele plate cu peroxizi de mangan. În ultimii ani, această energie specifică [8, 9] a ajuns la 100 Wh/kg pentru elementele cu clorură de argint-magneziu (v. tabela 13.1).

Tabela 13.1

Comparaţie între elementele Leclanché şi elementele magneziu-clorură de argint

Tipul	Capacitatea, Ah	I_g/Wh	cm³/Wh	Wh/kg	Wh/cm³	I_{desc}, mA
Element Leclanché 1,5 V	1,2	78	48	12,8	0,021	200
6 elemente plate Leclanché 9 V	0,2	37	20	27,1	0,050	20
Element Mg-AgCl	0,2	10,9	5,4	92,1	0,185	20

Vechile *acumulatoare acide pe bază de plumb* cît şi acumulatoarele alcaline cu fier-nichel sau cadmiu-nichel se fabrică acum ca acumulatoare semicapsulate sau capsulate, de gabarite mici şi cu mare capacitate specifică. Mărirea capacităţii specifice este legată de realizarea prin sinterizare a electrozilor din masă activă poroasă. În felul acesta, suprafaţa de contact dintre electrolit şi electrozi creşte de zeci de ori faţă de cazul plăcilor sau al foiţelor. Rezistenţa internă a acestor acumulatoare este de 10—100 ori mai mică, iar curenţii de descărcare admişi sînt mult mai mari. Forţa electromotoare a acestor acumulatoare este de asemenea mai mare şi, datorită rezistenţei interne mici, tensiunea nu scade prea mult la funcţionarea în sarcină. Electroliţii folosiţi au o compoziţie specială cu degajare mică de gaze sau cu autoabsorbţie a gazelor.

Energia specifică a acumulatoarelor uscate cu plumb este de 20—30 Wh/kg, [9], iar a acumulatoarelor uscate cadmiu-nichel de 16—20 Wh/kg. Acumulatoarele uscate cadmiu-nichel se fabrică în diverse variante constructive sub formă de: prisme, cilindri sau capsule cilindrice, ceea ce uşurează folosirea lor în aparatura portabilă.

Performanţe şi mai bune au *acumulatoarele alcaline argint-zinc* [6]. Electrodul pozitiv este o foiţă subţire de argint pur (0,1—0,2 mm), iar

Tabela 13.2

Datele comparative ale acumulatoarelor normale

Tipul	Capacitatea, Ah	G, g	V, cm³	Ah/kg	Wh/kg	$U_{desc.med}$	cm³/Wh	g/Wh	$I_{inc.}$, A	$I_{desc.}$, A
Acumulator cu plumb (normal)	60	7 000	4 100	8,6	17	2,0	34	58	6	6
Acumulator NiCd (normal)	60	4 200	2 000	14,3	17	1,2	36	58	15	7,5
Acumulator AgZn	60	800	430	75	113	1,5	5	9	60	60—900
Acumulator cu plumb (normal)	1	204	93	4,9	10	2,0	46,5	102	0,1	0,05
Acumulator capsulat cu plumb	1	120	57	8,3	16,5	2,0	28,5	60	0,1	0,05
Acumulator normal NiFe	1	98	54	10,2	12,2	1,2	45	82	0,25	0,12
Acumulator NiCd capsulat	1	80	40	12,5	15,0	1,2	33,5	67	0,25	0,12
Acumulator AgZn	1	27	15	37	55	1,5	10	18	1	1—15

electrodul negativ se compune din plăci de oxid de zinc presat într-o masă plastică poroasă care servește ca separator și absorbant al electrolitului. Densitatea de curent pe electrozi atinge valoarea 0,5 A/cm², rezistența interioară este mică (0,03—0,06 Ω) pentru un acumulator argint-zinc cu capacitatea de 10 Ah. Tensiunea finală după încărcare este de 2,1 V, iar tensiunea de lucru la borne 1,6 V. Energia specifică a acumulatorului argint-zinc depășește de 5—7 ori pe cea a acumulatorului acid cu plumb sau a acumulatorului cadmiu-nichel (80—120 Wh/kg). Acumulatorul argint-zinc poate fi descărcat și încărcat cu un curent de sute și mii de amperi. În tabela 13.2 sînt date caracteristicile principale ale acumulatoarelor normale și ale celor capsulate, iar în tabela 13.3 sînt date caracteristicile acumulatoarelor miniatură cadmiu-nichel capsulate în formă de pastilă (disc). Aceste acumulatoare-disc se utilizează în aparatura portabilă. De exemplu, o baterie de 4 elemente NiCd-450 are dimensiunea ∅ 32×40 mm și poate alimenta un motor de magnetofon portabil (5 V, 50 mA) timp de 9—10 ore, sau un aparat portabil cu tranzistoare cu puterea de ieșire de 0,1 W timp de 60 ore.

În ultimii ani a fost creat și *acumulatorul nichel-zinc* [10] care are tensiunea cu 7—9% mai mare decît acumulatorul argint-zinc și cu 30% mai mare decît acumulatorul cadmiu-nichel. Electrodul pozitiv este fabricat dintr-un material poros metalo-ceramic pe bază de nichel, obținut prin presare în material plastic care servește totodată și ca separator. Electrodul negativ este o brichetă din praf de zinc și oxid de zinc presat cu un liant. Electrolitul este o soluție de hidroxid de potasiu cu 15 g/l hidroxid de litiu. Aceste acumulatoare sînt mai economice decît toate celelalte, deoarece ma-

Tabela 13.3

Datele acumulatoarelor din cadmiu-nichel

Tipul	Capacitatea, Ah	G, g	d, mm	h, mm	V, cm³	Ah/kg	cm³/Ah	cm³/Wh	$I_{desc.}$, mA	$I_{inc.}$, mA
Acumulator-disc NiCd-450	0,45	20	32	9,5	7,8	22,5	17,3	14,5	50	40
Acumulator-disc NiCd-225	0,225	11	25	9	4,3	20,5	19,2	16	22	20
Acumulator-disc NiCd-150	0,150	8	25	6,5	3,2	18,8	21,3	18	15	13
Acumulator-disc NiCd-50	0,050	3	15	6,5	1,2	16,6	24	20	5	4

Arhiva digitala SaDAng

terialele deficitare și scumpe ca argintul și cadmiul sînt eliminate. Se presupune că viitorul aparține tocmai acestui tip de sursă electrochimică reversibilă. În tabela 13.4 acumulatorul de tip nichel-zinc este comparat cu acumulatoarele cadmiu-nichel și argint-zinc [10]. După cum se vede, din punctul de vedere al energiei specifice și al indicilor calitativi, acumulatoarele nichel-zinc se plasează între acumulatoarele cadmiu-nichel și argint-zinc.

Tabela 13.4

Datele caracteristice ale acumulatoarelor lichide de mare capacitate specifică

Tipul		Capacitatea specifică			
		Ah/kg	Ah/l	Wh/kg	Wh/l
NiCd	КНБ - 15	29,7	50,0	36,3	61
NiZn	НЦ - 12	36,4	68,5	57,6	108
AgZn	СЦ - 15	54,5	93,2	83,2	138

Este important de menționat că fiecare tip de acumulator miniaturizat are un regim de încărcare optim care asigură durata normală de exploatare (250—500 cicluri).

3. Generatoare termoelectrice cu semiconductoare

Generatorul termoelectric este o baterie de termoelemente cu ajutorul căreia energia termică este transformată direct în energie electrică.

Condiția necesară pentru apariția forței termoelectromotoare E este realizarea diferenței de temperatură T_1-T_0 între capetele calde și capetele reci ale termoelementelor (fig. 13.1).

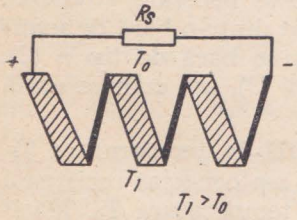


Fig. 13.1. Baterie de termoelemente.

Forța termoelectromotoare E a circuitului deschis este proporțională cu diferența temperaturilor și cu coeficientul forței termoelectromotoare (α_0):

$$E=\alpha_0 (T_1-T_0), \qquad (1)$$

unde: $\alpha_0=f(T)$.

Coeficientul α_0 reprezintă de cele mai multe ori forța t.e.m. dintre cele două materiale ale termoelementului, conform șirului termoelectric (tabela 13.5), astfel că expresia (1) ia forma:

$$E=\alpha_{1-2} (T_1-T_0)$$

sau

$$dE=\alpha_{12} \cdot dT.$$

Tabela 13.5

Șirul termoelectric pentru metale, aliaje și semiconductoare (forța termoelectromotoare, în μV/grd)

Metale	Aliaje	Semiconductoare	
Te +400	Cromel +24	MnS −770	CuS −7
Sb +35	Cromnichel −18	ZnO −714	FeS +26
Fe +16	Alumel −17,3	UCu −696	CdO +30
Mo +5,7	Constantan −38	Fe_2O_3 −613	NiO +240
Cd +2,8	Copel −38	(la +400°C)	
Zn +2,7		FeO −500	Mn_2O_3 +385
Cu +2,65		FeS_2 −450	Cu_2O +474
Ag +2,4		ZnO −200	CuO +1 120
Sn +0,1		CuO −159	Cu_2O +1 150
Al −0,4		Fe_2O_3 −139	
Pt −4,4		(la +50°C)	
Ni −18		CPO −41	
Bi −70			

Termoelementele pot fi construite din perechi metal-metal, metal-semiconductor sau semiconductor-semiconductor. Randamentul termoelementelor metal-metal este sub 1%, al celor metal-semiconductor 2—4%, iar al termoelementelor semiconductor-semiconductor 8—11%.

Avînd în vedere că problema generatoarelor termoelectrice a fost foarte puțin tratată în literatura noastră tehnică, în cele ce urmează se vor examina unele aspecte ale teoriei [1] termoelementelor și problemele randamentului generatoarelor termoelectrice.

Examinînd pe scurt fenomenele fizice din metale și semiconductoare în condițiile creșterii temperaturii, se elucidează majoritatea problemelor legate de randamentul generatoarelor termoelectrice.

În metale, temperatura nu modifică concentrația n a electronilor de conducție ($n=10^{22}/cm^3$), ci doar redistribuie vitezele mișcării termice, energia cinetică W_c a electronilor rămînînd practic constantă. În afară de aceasta, atît potențialul de contact cît și potențialul chimic al unui termoelement rămîne aproape neschimbat, într-un domeniu larg de

temperaturi. În aceste condiții, forța t.e.m. a metalelor este de 2–5 μV/grd, iar a aliajelor 20–30 μV/grd.

În semiconductoare, atît energia cinetică cît și concentrația electronilor de conducție cresc cu temperatura. Astfel, într-o bară de semiconductor de tip n cu gradientul de temperatură $\frac{dT}{dx}$, concentrația electronilor și vitezele lor sînt mai mari la capătul cald și mai mici la capătul rece, de aceea electronii încep să difuzeze în sensul gradientului termic, în număr mai mare decît în sens invers. Curentul de difuzie transportă sarcina negativă de la capătul cald spre capătul rece și astfel între cele două capete apare o diferență de potențial, iar în interiorul semiconductorului un cîmp electric E, care se opune curentului de difuzie. Procesul de difuzie este îngreunat tot mai mult de cîmpul E din interiorul barei pînă cînd curentul de difuzie se va egaliza cu curentul determinat de cîmpul E. În aceste condiții, se creează un echilibru staționar al electronilor în semiconductor, iar diferența de temperatură dintre capetele barei va întreține diferența corespunzătoare de potențial care se va adăuga la diferența potențialelor de contact. Dacă circuitul nu este închis, printr-o secțiune trece un număr egal de electroni în ambele sensuri, cu viteze diferite și anume, electronii de difuzie au viteza mai mare decît electronii deplasați sub influența cîmpului creat. Această diferență de viteză explică transportul neîntrerupt al energiei termice în sensul gradientului $\frac{dT}{dx}$, fără transport de sarcină electrică. Acest fenomen poate fi exprimat succint dar exact în felul următor: gradientul temperaturii $\frac{dT}{dx}$ creează gradientul de concentrație $\frac{dn}{dx}$ și gradientul de energie cinetică $\frac{dW_c}{dx}$ care determină difuzia. Purtătorii majoritari de sarcină, electronii în semiconductorul de tip n și golurile în semiconductorul de tip p au o anumită mobilitate, iar diferența de mobilitate creează diferența de potențial, deci cîmpul E. Cu toate că la semiconductoare concentrația purtătorilor de sarcină este mult mai mică decît la metale ($n - 10^{14}...10^{20}\text{cm}^{-3}$), forța t.e.m. a semiconductoarelor este de aproximativ 100 ori mai mare decît forța t.e.m. a metalelor.

Această forță t.e.m. apare deci ca rezultat al mai multor cauze:

– diferenței de potențial creată de gradientul concentrației și menținută de diferența de temperatură $T_1 - T_0$;

– diferenței de mobilitate a purtătorilor de sarcină în difuzie;

– dependenței de temperatură a potențialelor de contact.

La încălzirea unui semiconductor, purtătorii de sarcină se deplasează spre capătul rece; semiconductorul de tip p rămîne deficitar de goluri în zona caldă, deci se încarcă negativ, iar semiconductorul de tip n rămîne în deficit de sarcini negative în zona caldă, devenind pozitiv (fig. 13.2).

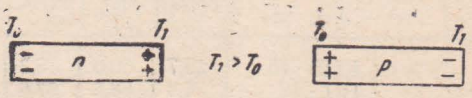


Fig. 13.2. Forța termoelectromotoare în semiconductoare.

Pe baza acestui fapt, la termoelementele alcătuite din semiconductoare de același tip, forțele t.e.m. sînt îndreptate în sensuri diferite scăzîndu-se: $E = (\alpha_1 - \alpha_2)(T_1 - T_0)$. Cazul favorabil pentru termoelementele de tip pn este cînd forțele t.e.m. se adună $E = (\alpha_1 + \alpha_2)(T_1 - T_0)$, ca și curenții $I_0 = I_- + I_+$.

Legarea în serie a N termoelemente dă posibilitatea obținerii unei tensiuni de N ori mai mare; iar legarea în paralel a N elemente, unui curent de scurtcircuit de N ori mai intens. Astfel se realizează bateriile termoelectrice.

În stadiul actual, randamentul generatoarelor termoelectrice este determinat exclusiv de materialele termoelementelor.

Pentru a analiza posibilitățile termoelementelor în stadiul actual, este necesară studierea unui termoelement format dintr-o bară de semiconductor de tip p (*1*) și o bară de tip n (*2*), unite cu o punte metalică (*3*), așa cum se arată schematic în fig. 13.3.

Puntea metalică se află la temperatura T_1, iar capetele reci, la care s-a conectat rezistența de sarcină R, se află la temperatura T_0. Mărimile care caracterizează termoelementul sînt:

– forța termoelectromotoare α [μV/grd] este în acest caz suma forțelor termoelectromotoare ale celor două brațe ale termoelementului;

– rezistențele ramurilor termoelementului r_1 și r_2, determinate de conductibilitatea electrică specifică sau de rezistivitatea ρ;

Arhiva digitala SaDAng

– conductibilităţile termice ale ramurilor K_1 şi K_2 – funcţii de conductibilităţile termice specifice k_1 şi k_2.

Randamentul termoelementului [1] este determinat de relaţia

$$\eta = \frac{1}{2} \cdot \frac{T_1 - T_0}{T_1 + \frac{2}{z} - \frac{1}{4}(T_1 - T_0)},$$

unde: – $T_1 - T_0$ sînt temperaturile de lucru;

– $z = \frac{\alpha^2}{kr}$ este factorul ce caracterizează calitatea materialelor termoelectrice.

Cu aproximaţie de $\pm 10\%$, randamentul termoelementelor poate fi calculat şi cu formula:

$$\eta \approx \frac{T_1 - T_0}{T_1} \cdot \frac{z\frac{T_1 + T_0}{2}}{4}.$$

În stadiul actual al tehnicii semiconductoarelor, cele mai bune materiale folosite pentru

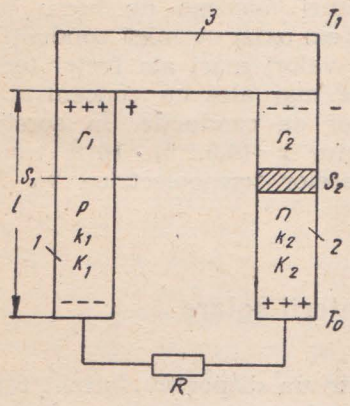


Fig. 13.3. Schema termoelementului:
1 — semiconductor de tip *p*; 2 — semiconductor de tip *n*; 3 — punte metalică.

construcţia generatoarelor termoelectrice au $z = (1{,}5 \ldots 3)\,10^{-3}$, iar temperaturile uzuale de lucru sînt $T_1 = 700°K$ şi $T_0 = 360°K$, respectiv $T_1 = 430°C$ şi $T_2 = 90°C$.

Cu aceste valori uzuale, randamentul aproximativ al unui termoelement semiconductor este $9{,}6\%$.

În tabela 13.6 sînt daţi parametrii celor mai uzuale semiconductoare termoelectrice folosite în stadiul actual.

Faţă de datele din tabela de mai sus trebuie menţionat că parametrii α, σ, k şi z variază cu temperatura. Astfel, pentru soluţiile solide Bi_2Te_3–Bi_2Se_3 şi Bi_2Te_3–Sb_2Te_3, care în momentul de fată sînt cele mai bune semiconductoare termoelectrice, conductibilitatea termică a reţelei cristaline variază foarte puţin, mo-

Tabela 13.6

Parametrii termoelectrici ai materialelor semiconductoare folosite pentru construcţia termoelementelor, la temperatura $T = 300°K$ (27°C)

Materialul	α μV/grd	σ Ω^{-1} cm^{-1}	$\alpha^2\sigma$ W/grd^2·Ω·cm	$k \cdot 10^3$ W/cm·grd	Temperatura de topire, °C	$Z \cdot 10^{-3}$ 1/grd
$CoSb_3$ (–)	+200	400	16	40	—	—
ZnSb (+)	+200	350	14	20	+506	0,7
PbS (–)	160	600	16	22	+1 100	0,9
PbSe (–)	160	1 100	28	24	+1 080	1,35
PbTe (–)	160	1 500	39	28	+930	1,5
Bi_2Te_3 (–)	170	1 000	29	18	+585	2,0
Bi_2Se_3 (–)	200	500	20	14	+706	0,8
$SbTe_3$ (+)	100	3 000	30	32	—	—
PbTe–PbSe (–)	160	900	23	12	—	1,8
Bi_2Te_3–Bi_2Se_3 (–)	170	1 000	29	12	—	3,0–3,2
Sb_2Te_3–Bi_2Te_3 (+)	160	1 500	39	41	—	2,6–3,0

bilitatea purtătorilor de sarcină este invers proporţională cu patratul temperaturii, iar factorul z este invers proporţional cu rădăcina pătrată a temperaturii.

Termoelementele cu semiconductoare sînt net superioare termoelementelor metalice. Se ştie acum că randamentul lor este direct proportional cu forţa termoelectromotoare α, cu conductivitatea specifică σ şi invers proporţional cu conductibilitatea termică k.

La semiconductoare, valoarea α este de zeci de ori mai mare, iar valoarea σ este de cîteva ori mai mică decît la metale. În schimb, valoarea k a conductibilităţii termice a semiconductoarelor este foarte mică faţă de metale. Combinarea acestor trei mărimi în cazul semiconductoarelor este avantajoasă pentru mărirea randamentului.

Se prevede ca, în viitorul apropiat, randamentul termoelementelor să crească la 12–15% pe seama măririi temperaturii T_1 la 700–800°C.

Ştiind că randamentul celor mai bune centrale electrice este astăzi 30–40%, este clar că termoelementele nu vor constitui baza pentru „marea energetică". Dar randamentul de 10–15% este util în instalatiile ieftine de „mică energetică", unde randamentul trece pe plan secundar. De altfel, în momentul de faţă s-au şi realizat în laborator termoelemente din semiconductoare ceramice cu $\eta = 20$–30% la temperatura de 1 000°C.

Analiza unor generatoare termoelectrice de serie

Generatoarele termoelectrice [2, 6] produse în serie mare în U.R.S.S. rezolvă cu succes sarcina radioficării ţinuturilor încă neelectrificate, alimentînd aparatura de radio şi radioficare.

Performanţele generatoarelor termoelectrice au evoluat astfel în ultimii 20 ani:

1942: generatorul termoelectric cu elemente metal-metal din cromel-alumel:
$T_1=720°C$, $T_0=93°C$; 168 elemente legate în serie dau o putere de 5 W (2,5 V şi 2 A), adică 16 mV pe element la o sarcină de 2 A şi 24 mV la 1,5 A; rezistenţa interioară $r_i=0{,}01\ \Omega$/element.

1953–1956: generatoare termoelectrice cu elemente metal-semiconductor (constantan-ZnSb), de tipul: ТГК-1, ТЭГК-2-2, ТГК-3, ТГК-9, ТГК-10, ТГУ-1 cu randamentul: $\eta=2{,}5–3{,}5\%$.

Astfel termogeneratoarele ТГК-1 şi ТГК-3 sînt compuse din două baterii de elemente legate în serie: una cu tensiunea de 1,2 V pentru alimentarea filamentelor unui radioreceptor, iar a doua baterie cu tensiunea de 1,7–2,2 V, ca sursă de alimentare pentru un vibrator ridicător de tensiune necesar alimentării anodice. Parametrii unui termoelement: $\alpha=180\ \mu V/°C$, $U=55$ mV în gol; $U=30–35$ mV în sarcină la 1 A; $r_i=0{,}02\ \Omega$, $T_1=420°C$; $T_0=90°C$. Sursa de energie termică este o lampă de petrol care serveşte şi pentru iluminat, consumul de petrol fiind de 70–80 g/oră.

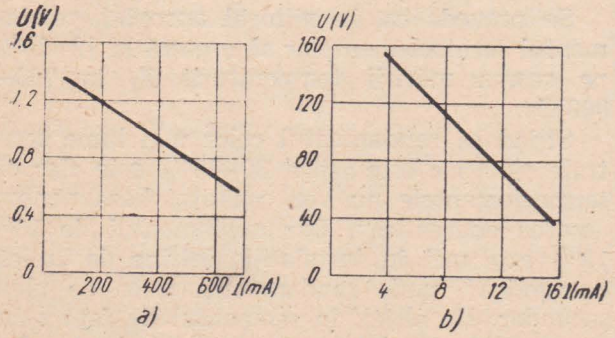


Fig. 13.4. Caracteristicile electrice ale termogeneratorului ТЭГК-2-2:
a — bateria de 36 elemente; *b* — bateria de 3740 elemente.

Generatoarele termoelectrice ТЭГК-2-2 se compun dintr-o baterie cu 36 elemente legate în serie, care livrează 1,2 V la 0,3–0,5 A şi o baterie de 3 740 elemente legate în serie, pentru tensiunea de 100 V la 10 mA. Caracteristicile generatorului termoelectric ТЭГК-2-2 sînt date în fig. 13.4.

Puterea generatoarelor termoelectrice enumerate mai sus este dată în tabela 13.7. Modelele ТГК-9 şi ТГ-1 sînt destinate alimentării în c.c. a staţiilor de radioficare КРУ-2, respectiv У-2. Sursa de căldură este în ambele cazuri un arzător special cu petrol.

Tabela 13.7

Datele unor termogeneratoare sovietice

Tipul	ТГК-1	ТГК-3	ТЭГК-2-2	ТГК-10	ТГУ-1
Puterea, W	1,6	3	2	10	14

Se aşteaptă ca în viitor să se utilizeze materiale cu temperaturi maxime de lucru în zona 1 000–2 000°K, ca: oxizi cu mică conductibilitate termică, cu valori mari ale forţei termoelectromotoare şi mai ales cu concentraţii mari ale electronilor de conducţie. În aceste condiţii, cu un factor $z=(4{,}5…5)\cdot 10^{-3}$, randamentul generatoarelor termoelectrice va fi de 40% [1].

4. Baterii solare

Bateria solară este un dispozitiv format din fotoelemente semiconductoare care transformă energia radiantă a Soarelui direct în energie electrică. Fotoelementele cu joncţiune *pn* se deosebesc radical de tuburile fotoelectrice cu efect fotoelectric exterior, prin faptul că sub acţiunea radiaţiei incidente, ele produc o forţă electromotoare proprie. Fotoelementele cu joncţiune *pn* se deosebesc şi de celulele fotoelectrice clasice cu efect fotoelectric interior, datorită parametrilor lor: densitatea de curent pe unitatea de suprafaţă, tensiunea electromotoare la borne, rezistenţa interioară şi randamentul transformării energiei radiante. Astfel celulele fotoelectrice clasice cu seleniu au randamentul de 0,1% şi rezistenţa interioară 1–5 kΩ faţă de fotoelementele *pn* cu siliciu, al căror randament atinge 10%, iar rezistenţa interioară este de ordinul 1–20 Ω.

Arhiva digitala SaDAng

Funcționarea fotoelementului cu joncțiune *pn* se bazează pe teoria generală a conductibilității și pe fotoefectul interior al semiconductoarelor [5].

Suprafața receptoare de semiconductor este iradiată cu fotonii radiației incidente, care cedează întreaga lor energie electronilor din zona ocupată. Energia $h\nu$ a fotonilor este mai mare decît lucrul ΔE necesar trecerii electronului în stare de electron de conducție. Astfel concentrația purtătorilor de sarcină crește, și prin transportul sarcinii electrice se creează diferența de potențial între zona *n* și zona *p* a fotoelementului. Diferența de potențial este menținută prin absorbirea permanentă a energiei de radiație a Soarelui.

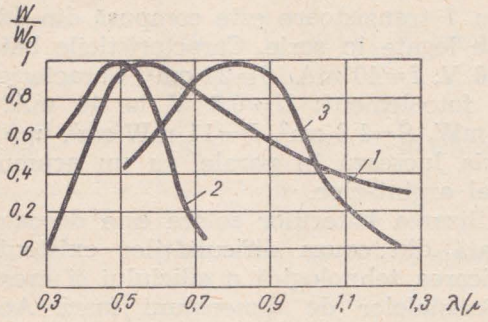


Fig. 13.5. Caracteristici spectrale:
1 — distribuția energiei în spectrul solar; *2* — caracteristica spectrală a fotoelementelor cu seleniu; *3* — caracteristica spectrală a fotoelementelor cu siliciu.

Din energia radiantă a Soarelui, suprafața globului pămîntesc primește $85 \cdot 10^{12}$ kW. La nivelul păturilor superioare ale atmosferei, energia maximă radiată este de 1 350 W/m^2, iar la suprafața Pămîntului 1 000 W/m^2 în cazul cînd suprafața receptoare este normală la direcția razelor solare. La latitudini mijlocii, radiația solară este în medie 300 W/m^2 vara și 80 W/m^2 iarna.

Pentru transformarea directă a energiei solare în energie electrică, interesează pe de o parte caracteristica distribuirii energiei în spectrul solar, iar pe de altă parte caracteristica spectrală a receptorului de energie radiantă (fig. 13.5).

Sensibilitatea fotoelementului cu siliciu este maximă pentru radiații cu lungimea de undă de 0,7—0,9 μ. În această zonă, puterea relativă a radiației solare este cuprinsă între 0,85 și 0,5. În aceste condiții se consideră că randamentul maxim posibil în stadiul tehnicii actuale este 22% pentru un fotoelement ideal. Randamentul practic realizat este de numai 10—13%, datorită reflexiei de pe suprafața receptoare și a pierderilor în joncțiunea *pn* și în contacte. Cu acest randament se poate obține puterea utilă de 100 W/m^2 la căderea normală a razelor solare pe suprafața fotoelementului [3, 4, 6].

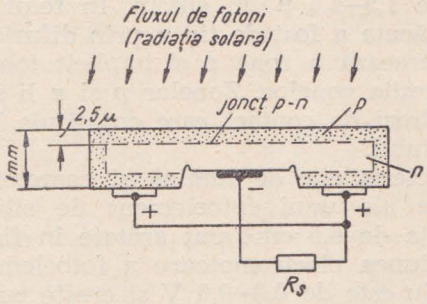


Fig. 13.6. Structura unui fotoelement de siliciu.

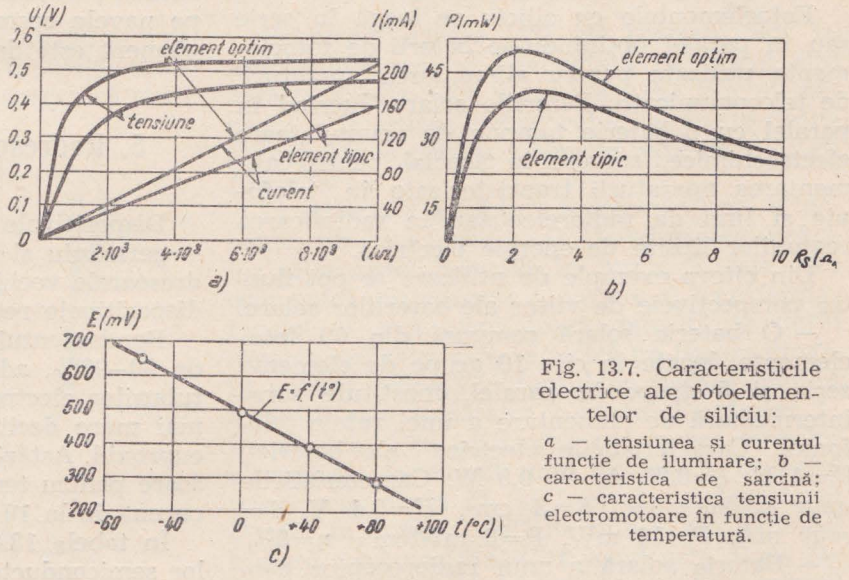


Fig. 13.7. Caracteristicile electrice ale fotoelementelor de siliciu:
a — tensiunea și curentul funcție de iluminare; *b* — caracteristica de sarcină; *c* — caracteristica tensiunii electromotoare în funcție de temperatură.

În fig. 13.6 este dată construcția unui fotoelement de siliciu. Tehnologia fabricării fotoelementelor de siliciu este următoarea: din

monocristale mari de siliciu se taie plăcuțe de 0,6—1 mm grosime, cu suprafața de 2—10 cm^2. Aceste plăcuțe sînt acoperite cu un strat subțire de fosfor în cazul siliciului de tip p sau cu un strat de bor în cazul siliciului de tip n, după care, în vid la temperatură înaltă, donorul, respectiv acceptorul, difuzează pe o adîncime de 1,5—2,5 μ în siliciu. În felul acesta, dacă plăcuța a fost de tip n prin difuzia borului se creează o zonă p și implicit joncțiunea pn la limita zonelor. Zonelor p și n li se aplică electrozi de contact care constituie bornele elementului.

Caracteristicile de lumină și caracteristicile electrice ale unui fotoelement de siliciu cu suprafața de 6,5 cm^2 sînt arătate în fig. 13.7.

Tensiunea electromotoare a fotoelementelor de siliciu este de 0,3—0,6 V și crește cu iluminarea. Curentul de scurtcircuit este 20—30 mA /cm^2 de suprafață utilă, iar puterea utilă, de 10—12 mW/cm^2. Valorile tipice: $U=0,5$ V/element, $I=24$ mA/cm^2, $P=12$ mW/cm^2.

S-a constatat că randamentul maxim se obține pentru fotoelementele cu suprafața de 0,8—0,9 cm^2.

Cu toate că siliciul poate lucra la temperatura de regim de 120—150°C, tensiunea electromotoare a fotoelementelor scade în condițiile creșterii temperaturii (fig. 13,7, c).

Fotoelementele cu siliciu se leagă în serie sau în paralel obținîndu-se baterii de fotoelemente utilizate pentru alimentarea aparaturii de telecomunicații. Bateriile solare, lucrînd în paralel cu o baterie tampon de acumulatoare electrochimice, servesc în special pentru alimentarea aparaturii tranzistorizate în telefonie și linii de radiorelee sau în radioficarea regiunilor lipsite de energie electrică.

Din cîteva exemple de utilizare se pot ilustra perspectivele de viitor ale bateriilor solare.

— O baterie solară compusă din 60 fotoelemente, legate în cîte 10 grupe de elemente serie și 5 grupe în paralel, constituie sursa intermediară de alimentare a unei rețele telefonice. Caracteristicile electrice ale bateriei: $U=4$ V, $I=0,25$ A, $P=0,8$ W. Caracteristicile unui fotoelement: $S=2$ cm^2, $U=0,4$ V, $I=50$ mA, $P=16$ mW, $P=8$ mW/cm^2, $\eta=8\%$.

— Bateria solară a unui radioreceptor portabil [7] cu 6 tranzistoare este compusă din 12 elemente legate în serie. Dimensiunile de gabarit ale bateriei: 120×25 mm. Suprafața utilă a unui element 1,6 cm^2, iar tensiunea nominală 0,4 V. Puterea specifică 7 mW/cm^2. Tensiunea nominală a bateriei este de 4,8 V la 25 ± 5 mA, iar puterea este 100—130 mW. Rezistența interioară a bateriei este 190 Ω. Dacă bateria este iluminată cu un bec de 60 W la distanța de 1 m, tensiunea bateriei este 1,6 V, la un curent de 8,2 mA, iar aparatul funcționează satisfăcător; iluminînd bateria cu un bec de 500 W se obțin 4 V la 21 mA.

— Bateria solară a unui radioreceptor portabil cu 7 tranzistoare este compusă din 12 elemente legate în serie. Caracteristicile bateriei: $U=26$ V, $I=40$ mA, $S=24$ cm^2. Caracteristicile unui fotoelement: $U=0,5$ V la 40 mA, $P=20$ mW, $S=1,8$ cm^2, $P=11$ mW/cm^2, $\eta=11\%$. Bateria lucrează în paralel cu un acumulator special argint-zinc.

Utilizarea bateriilor solare este deocamdată limitată din cauza dificultăților existente în purificarea tehnologică a siliciului și creșterea monocristalelor de dimensiuni mari. Acestea scumpesc producerea fotoelementelor și, de aceea, în prezent se caută materiale noi și ieftine cu calități superioare siliciului.

Materialele noi folosite în ultimul timp în U.R.S.S. permit mărirea continuă a randamentului. S-a realizat fotoelementul semiconductor cu arsenit de galiu, care lucrează la temperaturi foarte mari, păstrîndu-și tensiunea electromotoare. Aceste fotoelemente se folosesc pentru alimentarea cu energie electrică a aparaturii științifice de bord și a stațiilor radio de pe navele cosmice. Randamentul acestui fotoelement este de 18%.

5. Redresoare cu semiconductoare

Dispozitivele redresoare cu semiconductoare — germaniu și siliciu — înlocuiesc integral redresoarele vechi electronice și ionice precum și dispozitivele redresoare cu seleniu și cuproxid.

Randamentul diodelor cu joncțiunea pn este de 90—98%, adică dublu față de randamentul tuburilor electronice redresoare și cu 20...40% mai mare decît al redresoarelor cu seleniu și cuproxid. Astăzi se produc în serie diode redresoare pentru tensiuni inverse 1 000...4 000 V și curent de la 10 mA pînă la 3 000 A.

În tabela 13.8 sînt arătați parametrii diodelor semiconductoare moderne, în comparație cu alte dispozitive redresoare.

Comparînd parametrii electrici și de exploatare precum și caracteristicile, apare evidentă superioritatea diodelor de germaniu și siliciu. Aceasta face ca în toată aparatura de telecomunicații, ele să fie folosite pentru redresarea curentului alternativ.

Arhiva digitala SaDAng

Tabela 13.8

Parametrii diferitelor dispozitive redresoare

Tipul de redresor	η %	U_{inv}, max	Densitatea de curent	I_{inv} admis	Temperatura de lucru °C	Capacitatea electrică	Durata de funcționare, ore	Greutatea g/W
Tub electronic redresor	50	40 kV	100 mA/cm²	—	—40...+300	—	10^3	5
Redresor cu cuproxid	65	10 V	40 mA/cm²	4 mA/cm²	—25...+30	0,02 μF/cm²	$2 \cdot 10^3$	20
Redresor cu seleniu	75	30 V	50 mA/cm²	1 mA/cm²	—40...+60	0,01 μF/cm²	$4 \cdot 10^3$	12
Diodă de germaniu	85—98	1 000 V	200 A/cm²	10^{-3} *Id**	—60...+70	< 50 pF	10^4	0,05
Diodă de siliciu	82—95	3 000 V	200 A/cm²	10^{-4} *Id*	—65...+150	< 50 pF	$2 \cdot 10^4$	0,08
Diodă cu carbură de siliciu	88—98	4 000 V	100 A/cm²	$2 \cdot 10^{-5}$ *Id*	—70...+700	< 50 pF	10^5	0,08

**Id* — curent redresat nominal.

Volumul și greutatea diodelor moderne sînt de zeci de ori mai mici decît ale tuburilor electronice redresoare, iar rezistența mecanică mult

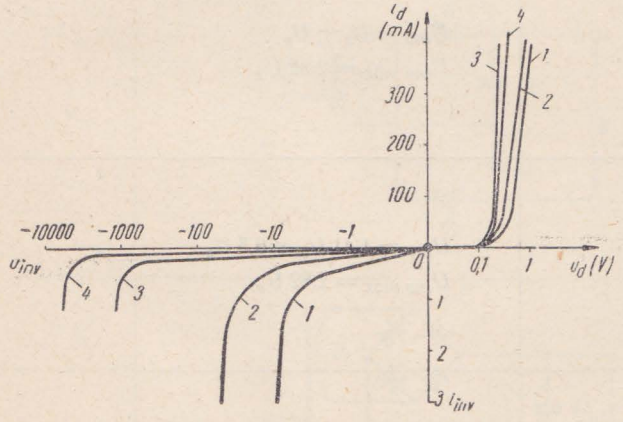


Fig. 13.8. Caracteristicile voltampermetrice ale redresoarelor semiconductoare:
1 — cuproxid; 2 — seleniu; 3 — germaniu; 4 — siliciu.

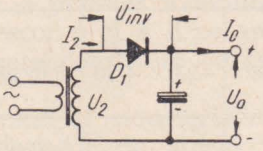
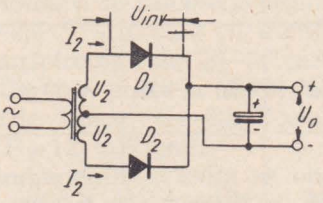
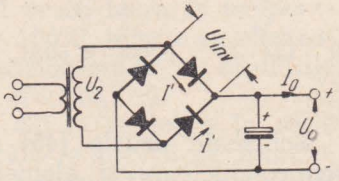
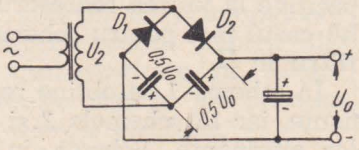
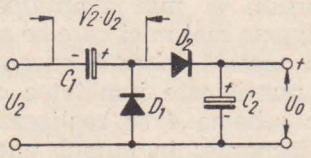
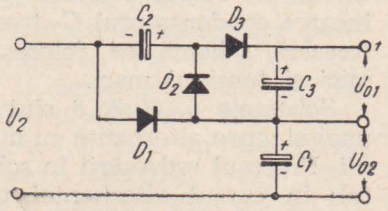
mai mare. Durata de exploatare este de zeci de mii de ore, iar consumul propriu de putere foarte mic.

Schemele uzuale [45] ale redresoarelor cu semiconductoare și elementele de calcul sînt date în tabela 13.9, pentru ipoteza sarcinii capacitive la ieșirea redresorului, care este dealtfel cazul real pentru schemele redresoarelor cu filtru în Π.

În schema *1* se obține redresarea unei alternanțe, iar în schemele *2* și *3* redresarea ambelor alternanțe. Schema în punte *3* este mai economică din punctul de vedere al transformatorului și mai avantajoasă datorită tensiunii inverse mai mici care se aplică pe fiecare diodă. În această schemă, curentul pe fiecare ramură a punții este jumătatea curentului redresat I_0. În schema *4* se realizează redresarea ambelor alternanțe: în cursul unei alternanțe curentul trece prin dioda D_1 și încarcă condensatorul C_1, iar în cursul celeilalte alternanțe curentul încarcă condensatorul C_2 trecînd prin dioda D_2. Această schemă se folosește pentru curenți mici și tensiuni mari.

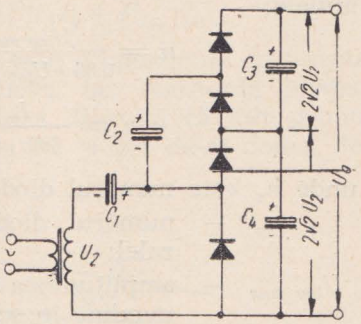
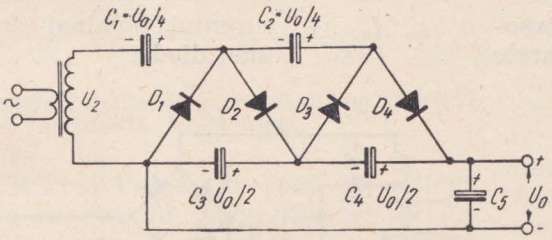
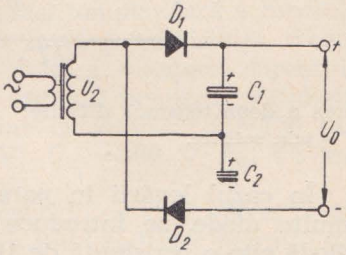
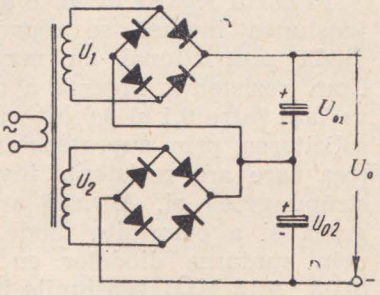
Schemele *5*, *6*, *7*, *8* sînt pentru redresarea unei singure alternanțe cu multiplicarea tensiunii. Procesul redresării în schema *5* are loc astfel: în cursul alternanței pozitive se încarcă condensatorul C_1 prin dioda D_1, pînă la ten-

Schemele uzuale ale redresoarelor cu diode semiconductoare și relațiile corespunzătoare de calcul

Nr.	Schema	Formule de calcul
1		$U_{inv} = 1{,}41\ U_2 + U_0$ $U_{inv\ max} = 2{,}82\ U_2$ $I_0 = 0{,}45\ I_2$ $I_{a\ max} = 7\ I_0$
2		$U_{inv} = 1{,}41\ U_2 + U_0$ $U_{inv\ max} = 2{,}82\ U_2$ $I_0 \approx 0{,}9\ I_2$ $I_{a\ max} = 3{,}5\ I_0$
3		$U_{inv} = U_0$ $U_{inv\ max} = 1{,}41\ U_2$ $I_0 = 2\ I'$ $I_{a\ max} = 3{,}5\ I_0$
4		$U_{inv} = U_2 + U_0$ $U_{inv\ max} = 2{,}82\ U_2$
5		$U_{inv} = 1{,}41\ U_2 + 0{,}5\ U_0$ $U_{inv\ max} = 2{,}82\ U_2$
6		$U_{02} = 1{,}41\ U_2$ (în gol) $U_{inv\ max} = 2{,}82\ U_2$

Arhiva digitala SaDAng

Tabela 13.9 (continuare)

Nr.	Schema	Formule de calcul
7		$U_{0\,max} = 5{,}66\ U_2$
8		$U_0 = 5{,}66\ U_2$
9		$U_{inv} = 1{,}41\ U_2 + 0{,}5\ U_0$ $U_{inv\,max} = 2{,}82\ U_2$
10		$U_0 = U_{01} + U_{02}$ $U_{01} = 1{,}41\ U_1$ $U_{02} = 1{,}41\ U_2$

siunea $U_{max} = 1{,}41 \cdot U_2$; în cursul alternanței negative se încarcă condensatorul C_2 la tensiunea $U_0 = 2\sqrt{2} \cdot U_2 = 2\,U_{max}$ prin dioda D_2, simultan cu descărcarea condensatorului C_1. În același fel funcționează și schema de triplare a tensiunii *6*. Schemele *7* și *8* sînt asemănătoare, cu deosebirea că una are transformator, iar cealaltă nu are. În schema *9*, redresarea unei alternanțe are loc simultan cu dublarea tensiunii. În alternanța pozitivă se încarcă condensatorul C_1 prin dioda D_1, iar în alternanța negativă se încarcă C_2. Condensatoarele fiind legate în serie, tensiunile se adună. O schemă mai puțin folosită, dar deosebit de economică, este schema *10*. Transformatorul are două înfășurări secundare cu tensiuni egale, sau diferite. Tensiunile obținute de la cele două punți se adună, existînd posibilitatea obținerii a două tensiuni continue diferite: 1,41 U_1, 1,41 U_2 și 1,41 $(U_1 + U_2)$, cu frecvență de pulsație dublă.

În fig. 13.9 se prezintă două scheme pentru obținerea de tensiuni diferite prin adunare (fig. 13.9, *a*) sau prin scădere (fig. 13.9, *b*).

Filtrele pentru netezirea pulsației componentei alternative folosite pentru redresoarele

Pentru a asigura un regim normal de funcționare din punct de vedere termic, numărul diodelor în serie sau în paralel se calculează în funcție de caracteristicile fiecărei diode, plecînd de la tensiunea inversă care apare în schemă și cunoscînd tensiunea inversă admisă și curentul nominal al diodelor folosite. O dimensionare rațională se poate face după formulele:

$$n_s = \frac{U_{inv\ max}}{0{,}85 \cdot U_{inv\ admis}},$$

$$n_p = \frac{I_0}{0{,}85 \cdot I_n},$$

unde n_s este numărul diodelor legate în serie;

n_p — numărul diodelor legate în paralel;

$U_{inv\ max}$ — amplitudinea tensiunii inverse maxime în schemă;

$U_{inv\ admis}$ — amplitudinea tensiunii inverse admise pentru o diodă;

I_0 — curentul redresat în montaj;

I_n — curentul nominal de durată al unei diode.

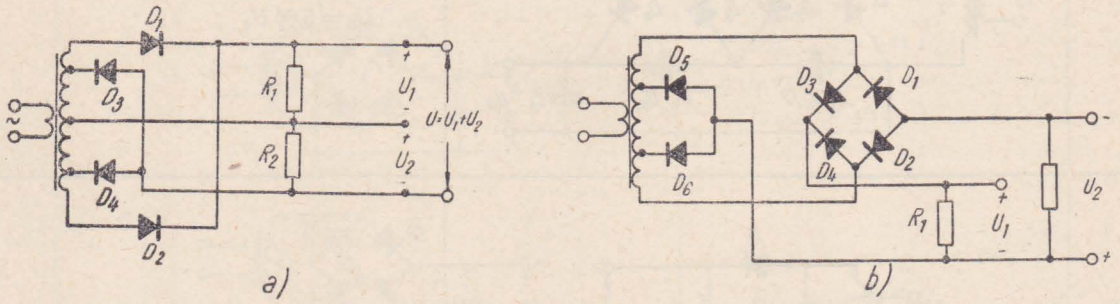


Fig. 13.9. Redresoare pentru obținerea a două tensiuni diferite:
a — prin adunare; *b* — prin scădere.

cu diode semiconductoare se calculează după metodele cunoscute, punîndu-se condiția pulsației admisibile la ieșirea filtrului. Pulsația admisă în aparatura cu tranzistoare este cuprinsă între 0,005 și 0,01, pentru care se determină produsul *LC* al filtrului după formulele cunoscute. În acest caz, produsul *LC* necesar este 1 000 — 2 000 μF·H, pe cînd în aparatura cu tuburi electronice valoarea necesară a produsului este 100...500 μF·H.

Pentru obținerea unei tensiuni redresate relativ joase la curenți mari de sarcină, se folosesc scheme cu redresarea ambelor alternanțe, sau scheme în punte. Schemele de multiplicare a tensiunii se folosesc atunci cînd sînt necesare tensiuni mari și curenți relativ mici.

În cazul legării în paralel a două sau mai multe diode, se introduce în serie cu fiecare diodă cîte o rezistență de 10...60 Ω, pentru egalizarea rezistențelor directe.

În cazul legării în serie a mai multor diode, tensiunea inversă se repartizează pe fiecare diodă proporțional cu rezistența sa inversă. Cum rezistența inversă a diodelor redresoare variază între 0,1 și 0,6 MΩ, poate apărea suprasolicitarea prin supratensiune a unei diode (cea care are rezistența inversă mai mare) și străpungerea ei. Aceasta ar duce la străpungerea și a celorlalte diode. În aceste cazuri, prin șuntarea diodelor cu rezistențe egale (0,03...0,15 MΩ), tensiunile inverse aplicate diodelor se egalizează.

Arhiva digitala SaDAng

La dimensionarea schemelor trebuie să se țină seamă de regimul termic de exploatare al diodelor. Încălzirea diodelor se datorește atît efectului Joule al curentului direct prin joncțiune, cît și curentului invers. Temperatura mediului ambiant hotărăște de asemenea limitele de solicitare ale diodelor. Puterea pe care o disipează dioda este dată de expresia:

$$P_d = \Delta Ud \cdot I_0 + I^2_{inv} r_{inv}.$$

Curentul invers este proporțional cu tensiunea inversă de lucru, iar rezistența inversă scade cu temperatura. Rezultă că atît primul termen al expresiei cît și cel de-al doilea determină încălzirea diodelor. Dacă se atinge temperatura la care în joncțiunea *pn* au loc transformări ireversibile, dioda se distruge termic.

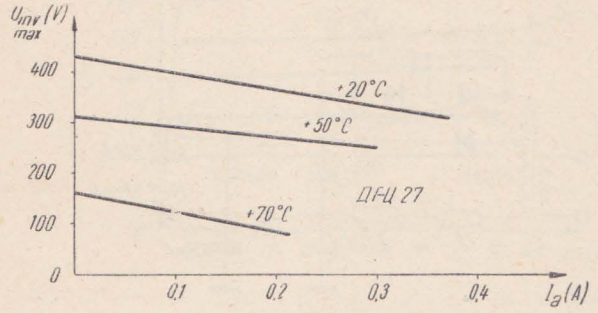


Fig. 13.10. Regimul limită de lucru al diodei ДГ-Ц 27 la diferite temperaturi.

Din caracteristicile arătate în fig. 13.10 se observă că la o aceeași temperatură a mediului ambiant, tensiunea inversă admisibilă trebuie să fie redusă pe măsura creșterii curentului de sarcină. Pentru regimul nominal, parametrii diodei ДГ-Ц27 sînt următorii: $I_n = 100$ mA; $U_{inv\ max\ admis} = 400$ V; $U_{str} = 600$ V; $I_{inv} \leqslant 1$ mA; $\Delta U_d = 0{,}3$ V.

Îmbunătățirea condițiilor de răcire prin montarea pe diodă a unui radiator permite mărirea curentului redresat de 5—10 ori, fără ca temperatura corpului și a joncțiunii să depășească 70°C la diodele de germaniu și 140°C la diodele de siliciu. Inerția termică a diodelor de germaniu sau de siliciu este foarte mică datorită masei mici a joncțiunii *pn* și de aceea supraîncărcarea admisibilă a acestor redresoare este minimă ($I_{max} = 100 \cdot I_n$ pentru $t = 0{,}02$ s și $I = 6I_n$ pentru $t = 0{,}5$ s). Aceasta înseamnă că montajele de putere cu diode trebuie să conțină siguranțe fuzibile pe circuitul de utilizare, iar în instalațiile de mare putere, întrerupătoare ultrarapide de protecție. Diodele de siliciu funcționează normal pînă la o temperatură a mediului ambiant de 140°C, iar cele de germaniu pînă la 70°C.

Schemele concrete cu diode semiconductoare sînt reprezentate în fig. 13.11. Diodele folosite au parametrii dați în tabela 13.10.

Tabela 13.10

Parametrii diodelor folosite în schemele din fig. 13.11

Indicativul	$U_{a\ ef}$	$U_{inv\ max}$	I_n	I_{max}	P_d
	V	V	A	A	W
16 NP70	75	250	1	7	0,3
ДГ-Ц 24	200	300	0,3	25	0,1
Д 7-Ж	400	600	0,1	10	0,1

Schemele din fig. 13.11, *a* și *b* sînt [36] cu redresarea unei alternanțe și dublarea tensiunii; în schema din fig. 13.11, *c*, pentru tensiunea de rețea 127—110 V sînt legate în serie două diode, iar pentru 220 V patru diode. În schema 13.11, *d* are loc o dublare incompletă a tensiunii, iar în schema 13.11, *e* este prezentată redresarea clasică a ambelor alternanțe, transformatorul avînd priză mediană. Cu acest montaj, radioreceptorul cu tranzistoare alimentate de la tensiunea de rețea care poate avea valori între 80 și 250 V funcționează normal cu 5—14 V. În schema din fig. 13.11, *f* redresorul lucrează în montaj punte cu dublare de tensiune.

Filtrarea tensiunii redresate cu ajutorul tranzistoarelor

Filtrarea cu inductanță cu miez magnetic poate fi înlocuită prin filtrarea cu tranzistoare [33, 42] pe baza faptului că între emitor și colector tranzistorul opune o rezistență mică trecerii curentului continuu și o rezistență mare componentei alternative a curentului redresat. Rezistența R în c.c. și rezistența r (dinamică) în curent alternativ se determină din caracteristica de ieșire

$$i_C = f(U_{CE})$$

cu i_E ca parametru.

Valoarea acestei rezistențe este de 1—2 kΩ la tranzistoarele de putere mică ($P_{dc} = 50$—100 mW), și de 10—100 Ω la tranzistoarele de putere mare ($P_{dc} = 1$—20 W).

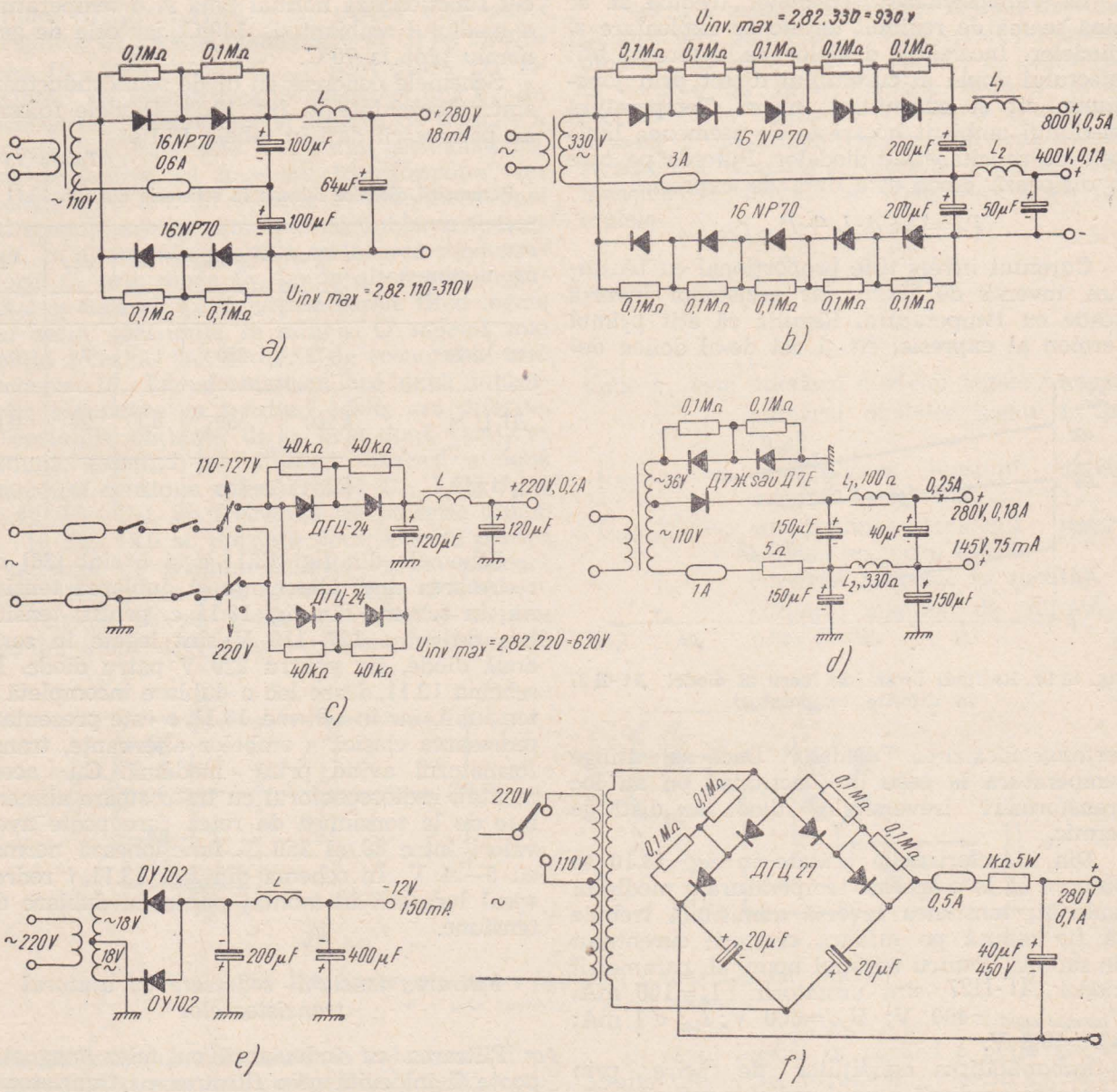


Fig. 13.11. Scheme de redresoare cu diode semiconductoare:

— redresor pentru un amplificator de putere de audiofrecvență; *b* — redresor pentru alimentarea unui emițător; *c* — redresorul televizorului „Record"; *d* — redresorul televizorului „Rubin—102"; *e* — redresor pentru alimentarea de la rețea a unui radioreceptor cu tranzistoare; *f* — redresor pentru alimentarea de la rețea a unui radioreceptor cu tuburi.

Din caracteristică se vede că curentul I_0 este aproximativ constant, nedepinzînd de tensiunea U_{CE}, ci de curentul emitorului i_E. Rezistența dinamică în c.a. se determină ca raportul dintre creșterea ΔU_{CE} a tensiunii colectorului și creșterea corespunzătoare a curentului ΔI_0:

$$r = \Delta U_{CE} / \Delta I_0.$$

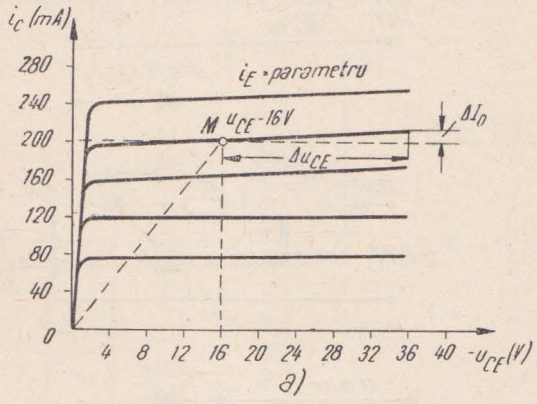
Valoarea acestei rezistențe este de ordinul sutelor de ohmi la tranzistoarele de putere mare și de ordinul miilor de ohmi la tranzistoarele de putere mică. Punctul de funcționare M în c.c. se stabilește prin negativarea bazei tranzistorului cu ajutorul rezistenței R_2. În fig. 13.12, *c* este prezentată schema completă a unui redresor cu filtrare folosind un tranzistor.

Arhiva digitala SaDAng

Filtrarea componentei alternative se obține în cicuitul din fig. 13.12, *b*. Datorită capacității mari a condensatorului C_2, tensiunea U_{C_2} de la bornele condensatorului este constantă în cursul unei semiperioade. Astfel

$$I_0 = I_E = \frac{U_{C_2} + u_{EB}}{R_1} \approx \frac{U_{C_2}}{R_1}.$$

Pentru asigurarea termică a montajului trebuie să fie satisfăcute următoarele relații în-



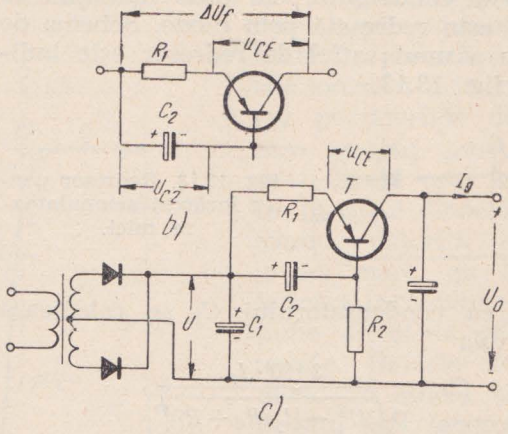


Fig. 13.12. Utilizarea tranzistoarelor ca elemente de filtraj:
a — caracteristicile de ieșire; *b* — filtrul în circuitul bazei; *c* — schema filtrului cu tranzistor.

tre parametrii $I_{C\,max}$, $U_{CE\,max}$, $P_{dc\,max}$ ai tranzistorului și parametrii I_0, U_{CE} și puterea disipată pe tranzistor P_d:

$$P_d \leqslant P_{dc\,max};$$

$$I_0 \leqslant I_{C\,max};$$

$$U_{CE} \leqslant U_{CE\,max}.$$

Valorile elementelor schemei se determină din relațiile următoare:

— rezistența în c.c. a filtrului: $R_{fcc} = R_1 + R = R_1 + \frac{U_{CE}}{I_0}$, unde R_1 se alege în limitele 80—100 Ω, iar U_{CE} optim uzual este 16...20 V;

— condensatorul: $C_2 \geqslant \frac{1}{f_p \cdot R_1}$, unde f_p este frecvența pulsației (50 Hz în cazul redresării unei alternanțe și 100 Hz în cazul redresării ambelor alternanțe);

— tensiunea de lucru a condensatorului C_2: $U_{c2} \geqslant 1{,}5 \cdot I_0 \cdot R_1$;

— rezistența în circuitul bazei:

$$R_2 = \frac{\alpha U_0 \cdot R_s}{U_0(1-\alpha) - U_{CE}\left(\frac{R_s}{r} + 1 - \alpha\right) - I_{CEO} \cdot R_s},$$

unde R_s este rezistența echivalentă de sarcină $\left(R_s = \frac{U_0}{I_0}\right)$, iar I_{CEO} este curentul inițial de colector al tranzistorului.

Ajustarea experimentală a valorii rezistenței R_2 se face înlocuind-o cu un potențiometru de 100 kΩ, care se reglează pînă cînd tensiunea U_{CE} atinge valoarea optimă indicată (16...24 V).

Tranzistorul are un efect de filtru exprimat prin inductanța echivalentă L_{ech}, a cărei valoare este dată de relația

$$L_{ech} = \frac{r}{2 \cdot \pi f_p}\ [\text{H}],$$

r exprimîndu-se în Ω, iar f_p în Hz.

În tabela 13.11 se dau caracteristicile cîtorva filtre cu tranzistoare [42]. Rezultatele din tabela 13.11 au fost obținute cu $R_1 = 90$ Ω și $C_2 = 60$ μF.

Tabela 13.11

Caracteristicile filtrelor cu tranzistoare

Indicativul	U_0 V	I_0 mA	U pulsație la intrare V	U_{CE} V	ΔU_f V	C_1 μF	U pulsație la ieșire V	Kn	L_{ech} H
П 4	250	200	8	18	36	30	0,04	200	16,7
П 4	250	300	8	17	44	10	0,13	61	15,6
П 4	350	50	8	19	23,5	10	0,045	177	44,8
П 3В	350	50	8	21	23,5	10	0,021	380	96
П 4	350	100	8	18	27	10	0,063	127	32
П 3В	350	100	8	18	27	10	0,042	190	48
П 4	150	50	8	20	24,5	10	0,04	200	50,6
П 3В	150	100	8	19	28	10	0,042	190	48

Redresoare speciale pentru aparatura cu semiconductoare

Pentru alimentarea aparaturii cu tranzistoare se folosesc de cele mai multe ori acumulatoare capsulate argint-zinc, sau cadmiu-nichel. Încărcarea acestor acumulatoare poate fi făcută direct de la rețea prin intermediul redresoarelor [14] fără transformator. Căderea de tensiune se obține pe reactanța capacitivă a unui condensator, iar diferența utilă de tensiune este redresată prin diode. Schema de principiu a unui astfel de redresor este indicată în fig. 13.13.

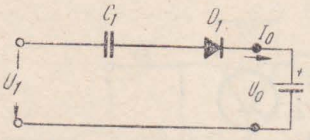


Fig. 13.13. Redresor pentru încărcat acumulatoare mici.

Valoarea condensatorului C_1 se calculează din formula

$$C_1 = \frac{3\,180 \cdot I_0}{\sqrt{U_1^2 - [I_0 (R_d + R_i)]^2}},$$

unde U_1 se exprimă în V, C_1 în μF, I_0 în A, iar Rd este rezistența directă a diodei; R — rezistența internă a acumulatorului. Formula este valabilă pentru frecvența de 50 Hz.

Valoarea componentei continue este mică în cazul redresării unei alternanțe ($I_0 \approx 0{,}45\ I\sim$). Redresorul se prezintă ca în cazul sarcinii capacitive, căci acumulatorul se comportă ca o capacitate mare, și dioda redresoare este supusă unei tensiuni inverse $U_{inv.\,max} = 3\,U_0 + 1{,}41\ U_1$ iar condensatorul C_1 se încarcă la valoarea de amplitudine a tensiunii rețelei.

Schemele uzuale ale unor redresoare [13, 17, 18, 22, 23, 29] de acest tip sînt reprezentate în fig. 13.14.

Pentru fig. 13.14, *a* datele sînt arătate pe schemă. În schema 13.14, *b*, valoarea condensatorului C_1 se calculează după formula dată anterior. În schema cu redresarea ambelor alternanțe (fig. 13.14, *c* și *d*), curentul de încărcare este aproape 15 mA, pentru un curent luat de la rețea de 17 mA. Ambele scheme sînt stabilizate prin variatoarele *V*. Schema 13.14, *e* reprezintă un redresor fără transformator pentru un voltmetru electronic cu tensiunea anodică de 250 V și tensiunea de filament de 25 V obținută prin căderea de tensiune pe condensatorul C_1, calculat după formula alăturată schemei.

Tranzistoarele pot fi folosite în schemele de redresare, ca în fig. 13.14, *f*.

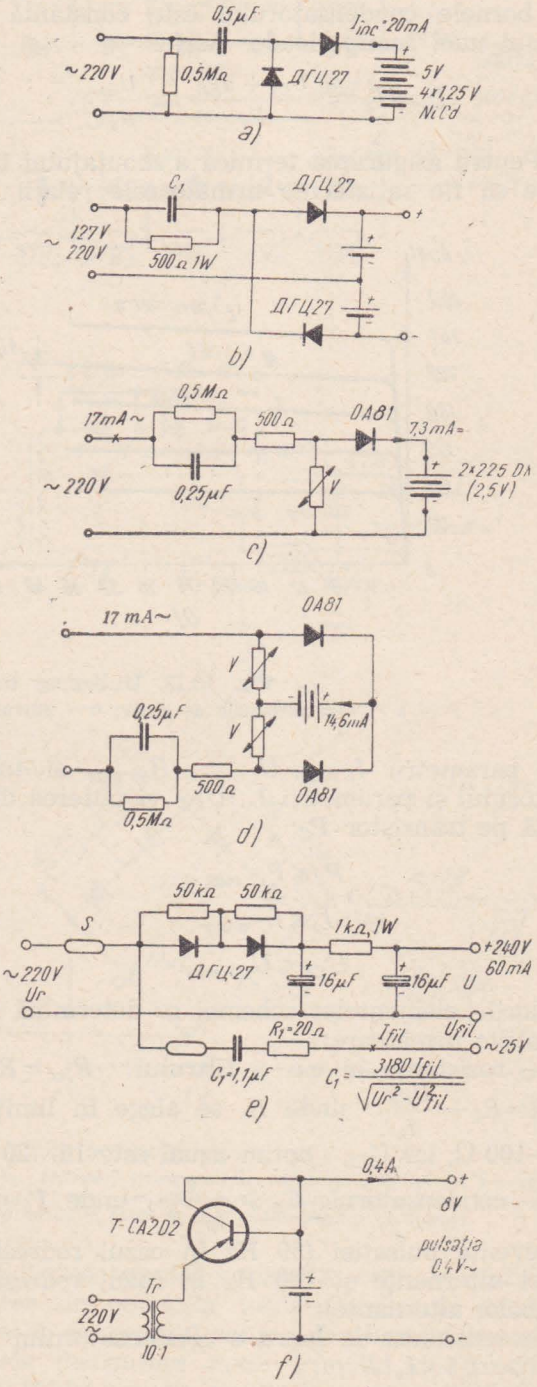


Fig. 13.14. Schema de redresoare fără transformator: *a* — redresor monoalternanță; *b* — redresor monoalternanță pentru încărcat două acumulatoare; *c* — redrescr monoalternanță stabilizat prin varistor (v); *d* — redresor dublă alternanță stabilizat prin varistor (v); *e* — redresor pentru alimentarea unui voltmetru electronic; *f* — redresor cu tranzistor.

Arhiva digitala SaDAng

6. Stabilizatoare cu semiconductoare

Stabilizarea tensiunilor mici de alimentare, de ordinul a 10—30 V, este posibilă numai cu stabilizatoare cu semiconductoare. Unele scheme cu tranzistoare au între bornele de alimentare o rezistenţă de zeci şi sute de ori mai mică decît rezistenţa schemelor cu tuburi electronice şi necesită tensiuni constante de alimentare; de aceea sînt necesare surse de alimentare

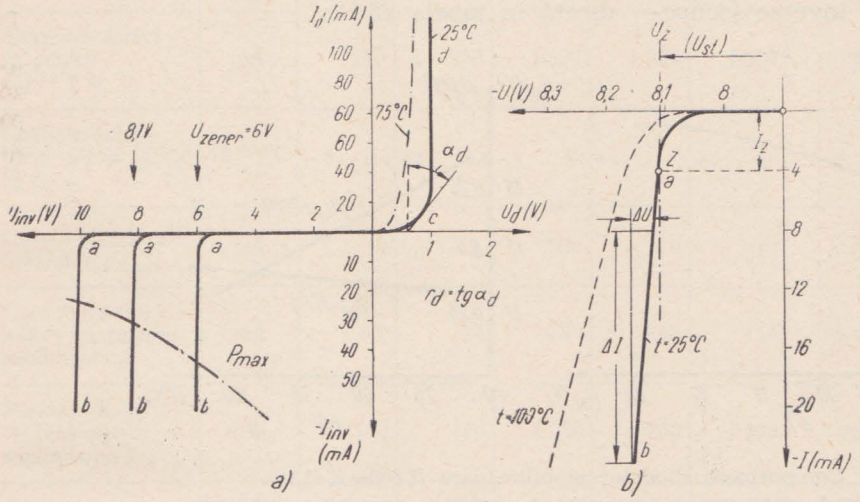


Fig. 13.15. Caracteristica tensiune-curent (*a*) şi zona Zener (*b*) al unei diode stabilizatoare cu siliciu.

cu rezistenţă interioară foarte mică. Stabilizatoarele cu semiconductoare se împart în două mari categorii:

— stabilizatoare parametrice;

— stabilizatoare cu reacţie negativă.

Stabilizatoarele parametrice folosesc neliniaritatea caracteristicilor unor dispozitive semiconductoare ca de pildă diodele Zener.

Dioda Zener, sau stabilitronul [32, 43, 44, 49], este o diodă de siliciu cu joncţiune *pn*. Caracteristica unei diode stabilizatoare cu siliciu (fig. 13.15) este analogă cu caracteristica stabilizatoarelor electronice. Pentru tensiuni pozitive, caracteristica este specifică siliciului: la tensiunea directă de 0,6...0,7 V, curentul direct prin joncţiune începe să crească brusc, iar rezistenţa $R_d = \text{tg}\,\alpha_d$ este de cîţiva ohmi. La tensiunea directă de 1 V, curentul direct al diodei are valoarea nominală. În domeniul tensiunilor inverse, la tensiunea $U_{inv} = -1$ V, rezistenţa diodei în sens invers are valori de 10...1 000 MΩ, iar curentul invers este de ordinul 0,01...0,03 μA şi practic dioda este blocată. Crescînd tensiunea inversă aplicată, situaţia se menţine pînă la o anumită tensiune, cînd se observă o creştere pronunţată a curentului invers, întîi la 100...200 μA, iar apoi curentul creşte în avalanşă după o lege liniară, chiar pentru creşteri foarte mici ale tensiunii. În această zonă, denumită „zonă Zener", caracteristica este aproape paralelă cu axa *y*, şi corespunde zonei de străpungere pentru diodele semiconductoare obişnuite. În această zonă, datorită ionizării prin şoc, numărul purtătorilor de sarcină care străbat joncţiunea în sens invers este foarte mare. În cazul diodelor de germaniu, datorită curentului invers mare, au loc transformări ireversibile în joncţiune şi dioda se distruge termic. Diodele Zener sînt diode de siliciu şi datorită acestui fapt fenomenele termice ireversibile au loc la temperaturi mult mai mari (150°C). În acest domeniu al caracteristicii (fig. 13.15, *b*), rezistenţa dinamică (în curent alternativ) a diodei este relativ mică: 5—500 Ω.

Această parte a porţiunii caracteristicii a primit denumirea de domeniu Zener, iar tensiunea la care curentul începe să crească brusc se numeşte tensiune Zener. Curentul corespunzător acestei porţiuni a caracteristicii este curentul Zener I_z sau curentul de stabilizare I_{st}.

Practic tensiunea Zener U_z este de 5—35 V pentru diferite tipuri de diode cu siliciu utilizate ca stabilitroane. Curentul maxim admis $I_{st\,max}$ este bine definit pentru fiecare tip de diodă şi este curentul de durată care trece prin diodă fără să se atingă temperatura la care pot avea loc fenomene ireversibile de străpungere.

Diodele cu siliciu se comportă ca stabilizatoare parametrice de tensiune, deoarece în domeniul Zener tensiunea se schimbă foarte puţin la variaţii mari de curent. Domeniul Zener este domeniul de stabilizare al diodelor.

La variaţii de temperatură, caracteristicile stabilitroanelor se deplasează, schimbîndu-se în acest fel tensiunea Zener (de stabilizare). Coe-

ficientul de temperatură C_T este dat de relaţiile:

$$C_T = \frac{U_{st_2} - U_{st_1}}{U_{med}(t_2 - t_1)},$$

în care

$$U_{med} = \frac{U_{st_1} + U_{st_2}}{2}, \text{ iar } t_2 > t_1,$$

unde U_{st_2} şi U_{st_1} sînt tensiunile de stabilizare (U_z) la temperaturile T_2, respectiv T_1.

Stabilitroanele au o dependenţă liniară între tensiunea de stabilizare şi temperatură (fig. 13.16). În cazul conectării inverse (conec-

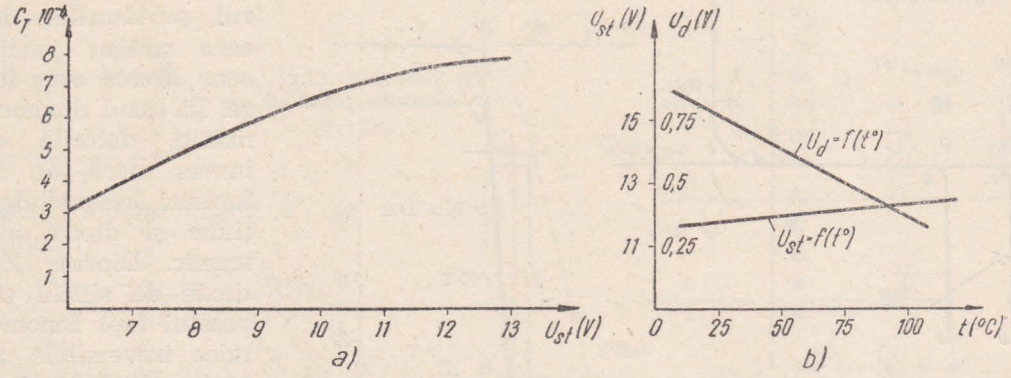


Fig. 13.16. Comportarea diodelor stabilizatoare Д 808—Д 813:
a — variaţia factorului de stabilizare cu tensiunea; *b* — variaţia tensiunilor stabilizate cu temperatura.

tare normală de lucru) a stabilitronului, în porţiunea *a—b* a caracteristicii din fig. 13.15, tensiunea de stabilizare creşte cu creşterea temperaturii, iar în cazul conectării directe (porţiunile *c—d* din fig. 13.15) tensiunea scade (fig. 13.16, *b*). Valoarea coeficientului C_T în domeniul tensiunilor inverse depinde şi de nivelul tensiunii Zener şi este cuprins în limitele (1...9) 10^{-4}/°C, adică mult mai mic decît coeficientul de temperatură al elementelor galvanice (0,10...0,03/°C). Parametrii stabilitroanelor pot fi apreciaţi după datele din tabela 13.12.

Parametrii stabilitroanelor Z6, Z10, Z16, ZL12 de fabricaţie germană (puterea 1—5 W), şi parametrii stabilitroanelor sovietice Д808—Д 813 sînt daţi pentru domeniul de temperatură cuprins între —55 şi +150°C.

Din studiul parametrilor rezultă următoarele concluzii:

— puterea maximă ce poate fi stabilizată cu stabilizatoarele parametrice este de ordinul 1—10 W (1—5A); numai în ultimul timp se produc stabilitroane pentru un curent de 5—40 A:

— tensiunea de stabilizare este cuprinsă în domeniul 5...40 V, dar ea poate fi mărită prin legarea în serie a stabilitroanelor.

— curentul nominal de stabilizare $I_{st\,n}$ se alege mult mai mic decît curentul maximal admis, pentru a asigura regimul termic normal;

— pentru a nu depăşi puterea maximă disipată $P_{d\,max}$ este necesar ca pentru fiecare grad în plus de temperatură să se reducă puterea consumată de stabilitroane cu valoarea $\frac{1}{k}$ indicată în tabela 13.12;

— pentru compensarea coeficientului pozitiv de temperatură a tensiunii U_{st}, se pot conecta în serie dar în sens direct stabilitroane, pe baza faptului că la conectarea directă coeficientul C_T este negativ.

— pentru mărirea puterii stabilizate, este necesară asigurarea răcirii suplimentare cu radiator (cedarea de căldură: 10 mW/cm²);

— stabilizatorul parametric cu stabilitroane poate fi considerat şi ca filtru de netezire.

În fig. 13.17 este arătată schema clasică de utilizare a stabilitroanelor. În această schemă efectul de stabilizare se explică astfel: crescînd tensiunea U_1 la intrarea stabilizatorului în mod progresiv pînă la tensiunea de stabilizare, curentul prin stabilitron este aproape nul ($I_{st} = 0$), stabilitronul este blocat, iar tensiunea de ieşire U_2 este proporţională cu tensiunea U_1. Peste tensiunea U_{st} a diodei, curentul prin stabilitron I_{st} creşte brusc, crescînd şi căderea de tensiune la bornele rezistenţei R_1 astfel tensiunea de ieşire U_2 va rămîne aproximativ constantă. Pe de altă parte, dacă I_2 creşte, datorită micşorării rezistenţei de sarcină

Arhiva digitala SaDAng

Tabela 13.12

Parametrii diodelor stabilizatoare cu siliciu (la temperatura +25°C)

Indicativul / Parametri	Unitatea de măsură	Z6	Z10	ZL6	ZL12	ZL33	Д808	Д809	Д810	Д811	Д813
Tensiunea de stabilizare U_{st} pentru curentul nominal $I_{st\,n}$	V mA	6 ... 7 5	9 ... 11 5	5 ... 6 100	11 ..13,5 50	30 ... 36 25	7 ...9,5 5	8 ...9,5 5	9 ...10,5 5	10 ... 12 5	11,5—14 5
Rezistența dinamică la $I_{st\,n}$	Ω	12	10	1	4	28	6	10	12	15	18
Curentul direct I_d pentru $U_d = 1$ V	mA	250	250	1 500	1 500	1 500	50	50	50	50	50
Coeficientul de temp. $C_T = f(U_{st})$ la $I_{st\,n}$	10^{-4}/°C	−3 ...+1	+5 ... +8	−3 ... +5	+4 ... +8	+5 ...+9	< + 7	< + 8	< + 9	< + 9,5	< + 9,5
Curent stabilizat maxim $I_{st\,max}$	mA	19	12	230	110	40	33	29	26	.23	20
Curent maxim admis cu răcire suplimentară	mA	36	24	790	340	150	—	—	—	—	—
Puterea disipată — fără răcire suplimentară	mW	120	120	1 250	1 250	1 250	280	280	280	280	280
$P_{d\,max}$ — cu răcire suplimentară	mW	240	240	5 000	5 000	5 000	—	—	—	—	—
Conductibilitatea termică 1/k	mW/°C	⩾ 1,14		⩾ 12			2,8	2,8	2,8	2,8	2,8
Conductibilitatea termică cu răcire suplimentară	mW/°C	⩾ 2,28		⩾ 48			—	—	—	—	—
Temperatura de lucru	°C	−55 ..... +150°C					−55 ..... +150°C				

R_s va scădea puțin și tensiunea aplicată stabilitronului, ceea ce determină micșorarea pronunțată a curentului prin stabilitron, deci și a căderii de tensiune pe rezistența R_1 și ca rezultat tensiunea U_2 rămîne neschimbată. Rezistența R_1 determină curentul I_{st} la tensiunea maximă posibilă U_1, iar rezistența de sarcină a stabilizatorului (R_s) determină curentul minim de sarcină $I_{2\,min}$, de la care începe stabilizarea.

Efectul de stabilizare este caracterizat de factorul de stabilizare S și de rezistența de ieșire $R_{ieș}$. Factorul de stabilizare S caracterizează gradul de stabilizare a tensiunii de ieșire a stabilizatorului față de variațiile tensiunii de intrare și este determinat de expresia:

$$S = \frac{\Delta U_1/U_1}{\Delta U_2/U_2} = \frac{U_2}{U_1} \cdot \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} \Bigg| \; R_s = \text{const.}$$

Gradul de stabilizare al tensiunii de ieșire U_2,

la variațiile curentului de sarcină I_2, pentru U_1=const., este caracterizat de rezistența de ieșire a stabilizatorului:

$$R_{ieș} = \frac{\Delta U_2}{\Delta I_2} \Big| U_1 = \text{const.}$$

Pentru schema din fig. 13.17 sînt valabile următoarele relații de dimensionare:

$$S \approx \frac{\Delta U_2}{\Delta U_1}; \quad S = 1 + \frac{R_1}{r_{iz}} \cdot \frac{U_1}{U_2}; \quad S_{max} = \frac{U_2}{r_{iz}} \cdot \frac{1}{r_{iz}(I_{st}+I_2)};$$

$$S = S_{max} - \frac{S_{max}-1}{U_1/U_2};$$

în care r_{iz} este rezistența interioară a diodei stabilizatoare.

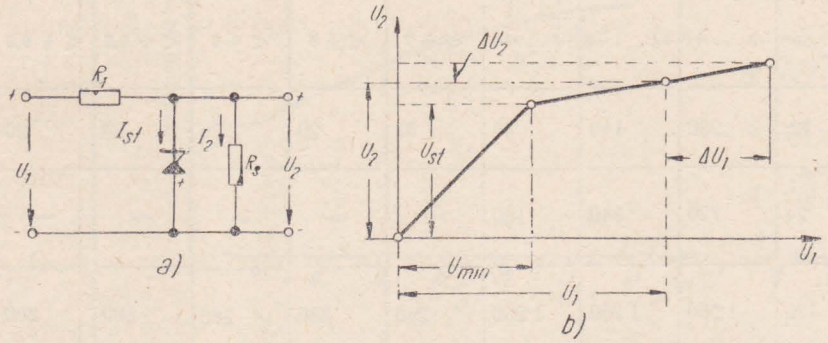


Fig. 13.17. Schema de principiu (*a*) și caracteristica de stabilizare (*b*) a unui stabilizator cu diodă Zener.

$$R_{1\,max} = \frac{U_{1\,max} - U_2}{I_{st\,max} + I_{2\,min}}; \quad R_{1\,min} = \frac{U_{1\,min} - U_2}{I_{st\,min} + I_{2\,max}}.$$

Coeficientul de netezire:

$$K_n = \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} = 1 + \frac{R_1}{r_{iz}}$$

$r_{iz} < R_1$
$r_{iz} < R_s$
$r_{iz} \approx R_{ieș}$

Stabilizarea tensiunii este cu atît mai bună cu cît raportul U_1/U_2 este mai mare și cu cît $I_{st} + I_2$ este mai mic. Reprezentarea grafică a

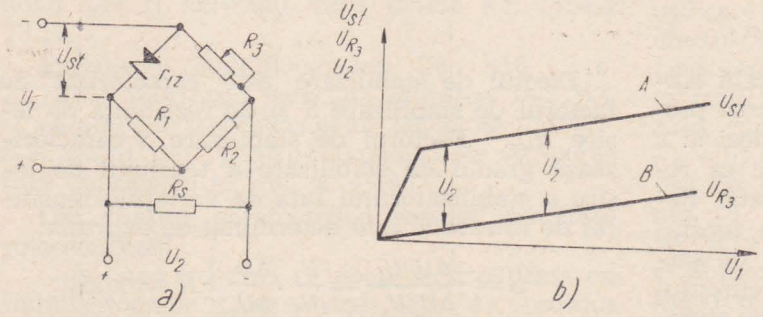


Fig. 13.18. Schemă de stabilizare în punte (*a*) și caracteristicile respective (*b*).

stabilizării tensiunii pentru schema 13.17, *a* este prezentată în fig. 13.17, *b*. Stabilizatorul este echivalent cu un condensator cu capacitatea:

$$C = \frac{10^6}{6{,}28 \cdot f \cdot r_{iz}},$$

în care C este exprimat în μF, f în Hz, iar r_{iz} în Ω.

De exemplu, dacă f=50 Hz și r_{iz} =20 Ω, rezultă:

$$C = \frac{10^6}{3{,}14 \cdot 20} = 160\ \mu\text{F};$$

iar dacă f=1 Hz, r_{iz}=20 Ω, rezultă

$$C = \frac{10^6}{6{,}28 \cdot 20} = 8\,000\ \mu\text{F}.$$

O stabilizare mai bună decît în schema clasică de utilizare a stabilitroanelor din fig. 13.17 se obține prin conectarea stabilitronului ca în schema punte din fig. 13.18.

În această schemă, stabilizarea ideală are loc cînd se satisface relația: $r_{iz} = \frac{R_1 R_3}{R_2}$. Prin alegerea potrivită a rezistenței R_3 (înclinația dreptei *B*), se

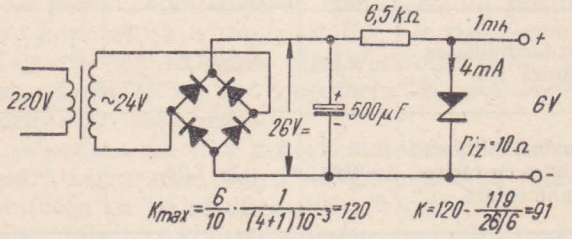


Fig. 13.19. Sursă de alimentare stabilizată cu diodă Zener.

poate obține o tensiune de ieșire practic constantă ($1^0/_{000}$).

O schemă practică de stabilizare cu stabilitron este prezentată în fig. 13.19.

Stabilizatoarele parametrice cu diode de siliciu întrec din toate punctele de vedere stabilizatoarele cu gaz, dar tensiunile de lucru, rezistența de ieșire și curenții de lucru nu se potrivesc întotdeauna pentru schemele concrete de alimentare.

Arhiva digitala SaDAng

Stabilizatoare cu reacţie negativă

Pentru puteri mai mari de 1—5 W se folosesc stabilizatoare cu tranzistoare al căror factor de stabilizare S este obţinut numai de la stabilizatoarele electronice cu pentode.

Stabilizatoarele cu reacţie negativă cu tranzistoare se compun în principiu din următoarele elemente (fig. 13.20):

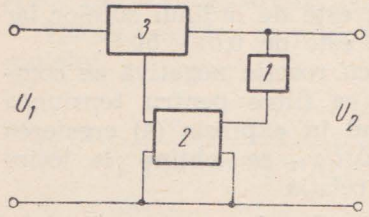


Fig. 13.20. Schema-bloc a stabilizatorului cu reacţia negativă.

— un element etalon *1* care este de obicei o tensiune de referinţă;

— un element *2* care compară tensiunea de ieşire cu tensiunea de referinţă şi care conţine de cele mai multe ori un amplificator diferenţial (de dezechilibru) cu reacţie negativă;

— un element de reglare *3*, comandat de semnalul de ieşire al amplificatorului de dezechilibru; elementul de reglare reduce dezechilibrul la minimum, indiferent de cauzele care au dus la apariţia lui.

de referinţă, iar la colector tensiunea nestabilizată U_1. Tensiunea de referinţă poate fi obţinută fie de la o sursă electrochimică B (schemele *a*, *c*), fie de la bornele unui stabilitron S, care lucrează în domeniul Zener (schema *b*). Rezistenţa porţiunii colector-emitor, care este rezistenţa interioară a tranzistorului, depinde de tensiunea aplicată bazei, deci tranzistorul este comandat de curentul bazei. Stabilizarea se obţine astfel: orice variaţie a tensiunii de ieşire determină variaţia curentului bazei, deci a rezistenţei interioare a tranzistorului, care compensează variaţia tensiunii U_2. În această schemă, atît rolul elementului de reglare cît şi al elementului de comparare-amplificare este îndeplinit de tranzistorul T_1. Compararea intervine între potenţialul negativ al bazei U_{ref} şi potenţialul negativ al emitorului care este determinat de minusul tensiunii U_2. În valoare absolută, $U_{ref} > U_2$ şi apare tensiunea diferenţială $U_{ref} - U_2 = U_{BE}$ care compensează variaţia tensiunii U_2.

Amplificarea de tensiune A_u a repetorului pe emitor este dată de relaţia:

$$A_u = \frac{r_c \cdot R_s}{r_b[(1-\alpha)r_c + R_s] + r_c(S_e + R_S)} < 1, \qquad (1)$$

deci
$$U_2 = U_{ref} \cdot A_u \qquad (2)$$

sau
$$U_2 < U_{ref} \text{ şi } U_{ref} - U_2 = U_{BE}. \qquad (3)$$

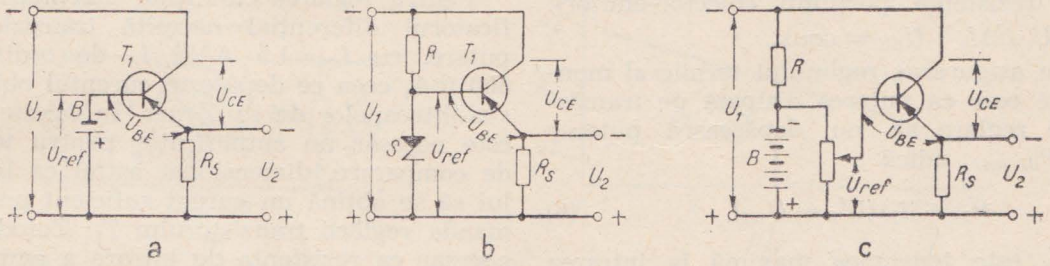


Fig. 13.21. Schemele de principiu ale stabilizatoarelor cu reacţie negativă:
a, *c* — cu tensiunea de referinţă de la o sursă electrochimică (B); *b* — cu tensiunea de referinţă de la o diodă stabilizatoare (S).

După modul de conectare al elementului de reglare, există scheme cu element de reglare în serie şi scheme cu reglare paralelă.

Tranzistoarele se pot folosi cu succes în schemele de stabilizatoare serie, deoarece lucrează cu căderi mici de tensiune.

În fig. 13.21 sînt date schemele celor mai simple stabilizatoare cu tranzistoare. În aceste scheme, [18, 40, 48], tranzistorul cu joncţiuni T_1 lucrează ca repetor pe emitor, rezistenţa de sarcina R_s fiind introdusă în circuitul emitorului. La baza tranzistorului se aplică o tensiune

Pentru funcţionarea normală a montajului, tensiunea de referinţă se alege ceva mai mare decît tensiunea stabilizată U_2. Astfel, diferenţa între aceste două tensiuni va menţine întotdeauna baza tranzistorului negativă faţă de emitor şi tranzistorul de reglare T_1 va fi deschis. Rezultă, de asemenea, că prin reglarea tensiunii de referinţă (fig. 13.21, *c*) se poate obţine orice tensiune U_2.

Acţiunea de stabilizare a schemelor din fig. 13.21 este evidenţiată de următoarele: pentru o variaţie ΔU_1 a tensiunii de intrare U_1,

apare la ieşirea stabilizatorului variaţia ΔU_2, dată de relaţia:

$$\Delta U_2 = \frac{1 + \frac{R_{i\,ref}}{R_{intr}}}{\mu_r} \cdot \Delta U_1, \qquad (4)$$

unde:

$$\mu_r = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta U_{BE}} \Big| I_C = \text{const.}$$

şi

$$R_{intr} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_{BE}},$$

în care R_{intr} este rezistenţa de intrare a tranzistorului regulator la o rezistenţă de sarcină dată, iar $R_{i\,ref}$ este rezistenţa interioară a sursei tensiunii de referinţă: r_i în cazul bateriei şi $r_{i\,z}$ în cazul stabilitronului.

La o variaţie ΔI_2 a curentului de sarcină, apare o variaţie ΔU_2 a tensiunii stabilizate U_2 dată de relaţia:

$$\Delta U_2 = \frac{(r_{i_1} + R_{it}) \left(1 + \frac{R_{i\,ref}}{R_{intr}}\right)}{\mu_r} \Delta I_s, \qquad (5)$$

unde: r_{i1} este rezistenţa interioară a sursei de tensiune U_1, iar

R_{it} – rezistenţa internă a tranzistorului de reglare (rezistenţa porţiunii colector-emitor): $R_{it} = \Delta U_{CE}/\Delta I_C \mid U_{BE} = \text{const.}$

Pentru asigurarea regimului termic al montajului se cere ca puterea disipată pe tranzistorul de reglare să nu depăşească puterea admisă $P_{dc\,max}$, adică

$$P_{T1} \leqslant I_2 \cdot (U'_1 - U_{ref}), \qquad (6)$$

unde U'_1 este tensiunea maximă la intrarea stabilizatorului

$$(U'_1 = U_1 + \Delta U_1),\ P_{T1} = U_{CE} \cdot I_2,\ U_{CE} = U'_1 - U_2.$$

Valoarea rezistenţei R legată în serie cu stabilitronul (schema 13.21, *b*) se alege astfel ca prin stabilitron să curgă un curent

$$I_{st} \geqslant (2 \ldots 3)\ I_B.$$

Valoarea I_B se determină din relaţia de bază $I_2 = A_i \cdot I_B$, unde amplificarea de curent este dată de formula:

$$A_i = \frac{r_c}{r_e (1 - \alpha) + R_S}, \qquad (7)$$

Factorul de stabilizare şi rezistenţa de ieşire se determină din relaţiile:

$$S = \frac{U_2}{U_1} \cdot \frac{1}{h_{12}} \approx \frac{U_2}{U_1} \cdot \frac{r_c}{r_b} \approx \frac{r_b + r_c}{r_b} \qquad (8)$$

$$R_{ieş} = h_{11} = r_e + r_b\ (1 - \alpha), \qquad (9)$$

$$\text{unde: } h_{12} = \frac{r_b + r_c}{r_b}.$$

Practic factorul S al schemelor cu tranzistoare din fig. 13.21 este de ordinul sutelor, iar rezistenţa de ieşire este de 0,01 – 50 Ω.

Stabilizatoarele cu reacţie negativă se comportă simultan şi ca filtre pentru tensiunea stabilizată. Înlocuind în expresia (4) creşterea ΔU_1 cu pulsaţia ΔU_{p1}, se obţine la ieşire pulsaţia ΔU_{p2} din relaţia

$$\Delta U_{p2} = \frac{1 + R_{i\,ref}/R_{intr}}{\mu_r} \cdot \Delta U_{p1}. \qquad (10)$$

Randamentul stabilizatoarelor din fig. 13.21 este cu atît mai mare cu cît variaţiile tensiunii U_1 sînt mai mici:

$$\eta = P_2/P_1;\ P_1 = U_1 I_2;\ P_2 = I_2 (U_{ref} - U_{BE});$$

$$P_2 = I_s \cdot U_{ref} \cdot A_u;\ \eta\ \% = \frac{U_2}{U_1} \cdot 100. \qquad (11)$$

În stabilizatoarele analizate, tranzistorul T_1 îndeplineşte funcţiile de comparare (U_{BE}), amplificare (A_i) şi de reglare (R_{it}).

Pentru reglarea curenţilor mai mari, amplificatorul diferenţial necesită tranzistoare de putere, cu $I_C = 1{,}5$ A şi I_B de ordinul 50–500 mA, ceea ce depăşeşte curentul obişnuit al stabilitroanelor de tip Zener. În aceste cazuri, este necesar un amplificator pentru tensiunea de comparare, dimensionat astfel ca la ieşirea lui să se obţină un curent suficient pentru comanda reglării tranzistorului T_1. Totodată este necesar ca rezistenţa de intrare a amplificatorului să fie potrivită cu rezistenţa internă a sursei tensiunii de referinţă. O astfel de schemă cu amplificare a tensiunii de comparare este dată în fig. 13.22 [48].

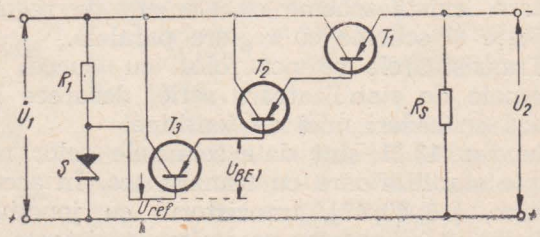


Fig. 13.22. Stabilizator cu amplificarea tensiunii de comparare.

Arhiva digitala SaDAng

Tensiunea de referință U_{ref} se obține la bornele stabilitronului S. Tensiunea U_{BE_1} este amplificată în cele două etaje cu tranzistoarele T_3 și T_2 și aplicată la baza tranzistorului regulator T_1. Tensiunea obținută la ieșirea amplificatorului este dată de formula:

$$U_2 = U_{ref} \cdot A_1 \cdot A_2' \cdot A_3'.$$

unde A_1, A_2' și A_3' sînt amplificările de tensiune ale tranzistoarelor T_1, T_2 și T_3.

Valorile acestor amplificări sînt date de formulele:

$$A_2' = \frac{r_c \cdot R_s'}{r_b \left[(1-\alpha) \cdot r_c + R_s'\right] + r_c \cdot (r_e + R_s')},$$

$$A_3' = \frac{r_c \cdot R_s''}{r_b \left[(1-\alpha) \cdot r_c + R_s''\right] + r_c \cdot (r_e + R_s'')},$$

unde R_s' este rezistența de intrare a tranzistorului T_1 la sarcina dată, R_s'' este rezistența de intrare a tranzistorului T_2 avînd ca sarcină rezistența de intrare a tranzistorului T_1. Potențialul bazei tranzistorului T_1 este stabilizat prin stabilitronul S, iar în cazul că este necesară o tensiune de stabilizare mai mare (50—80 V), tensiunea de referință necesară se poate realiza prin conectarea în serie a două sau mai multe stabilitroane. Rezistența R_1 servește ca și în celelalte scheme pentru stabilirea tensiunii și curentului de lucru al stabilitroanelor.

În această schemă este posibilă stabilizarea unei puteri de 50 W folosind ca element de reglare un tranzistor П4, unei puteri de 100 W cu două tranzistoare П4 legate în paralel și 200 W cu un tranzistor П207, la un factor de stabilizare $S = 200...2\,000$.

În fig. 13.23 se reprezintă schema și caracteristica de ieșire a celui mai simplu stabilizator cu tranzistoare.

Tensiunea de comparare U_{BE} comandă porțiunea colector-emitor (R_{it}). Dacă tranzistorul are: $r_b = 300\ \Omega$, $r_e = 30\ \Omega$, $r_c = 300\ k\Omega$, $\alpha = 0{,}95$, aplicînd relațiile (8) și (9) se determină parametrii stabilizatorului:

$$R_{ieș} = 30 + 300\ (1-0{,}95) = 45\ \Omega;$$

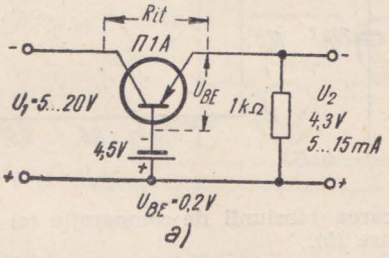
$$S_2 = \frac{4{,}3}{20} \cdot \frac{300}{0{,}3} = 215,$$

$$S_1 = \frac{U_2}{U_1} \cdot \frac{r_c}{r_b} = \frac{4{,}3}{5} \cdot \frac{300}{0{,}3} = 860;$$

$$S = 200...800.$$

Se vede că folosind tranzistoare cu r_c și β mari, valoarea S poate atinge 2 000...3 000. Știind că rezistența de ieșire $R_{ieș}$ a unui repetor catodic cu tub electronic este 100—200 Ω, iar coeficientul de stabilizare este chiar amplificarea ($\mu = 30 - 150$), este evident că cel mai simplu stabilizator cu tranzistor este superior stabilizatoarelor de tensiune cu tuburi electronice.

În fig. 13.24 este prezentată schema concretă a unui redresor stabilizat, precum și perfor-



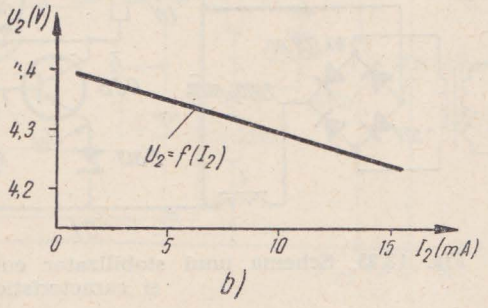


Fig. 13.23 Schema de principiu (*a*) și caracteristica de ieșire (*b*) a unui stabilizator cu tranzistorul П1А.

manțele realizate. Se prezintă cele două caracteristici de ieșire ale stabilizatorului. Rolul de filtru al stabilizatorului este evidențiat în raportul $Kn = 80$ dintre pulsația componentei alternative la intrare (6,67%) și cea de la ieșire (0,084%).

În fig. 13.25 este prezentat de asemenea un stabilizator [40] în care tensiunea de comparare U_{BE} rezultă ca diferență dintre tensiunea U_{ref} a stabilitronului Д813, și o parte din tensiunea de ieșire luată de pe divizorul de tensiune $R_3R_4R_5$. Tranzistorul T_2 este elemen-

tul de comparare şi amplificare care comandă tranzistorul de reglare T_1.

Pentru funcţionarea normală a montajului este necesar ca la intrarea stabilizatorului, tensiunea să fie de 2—3 ori mai mare decît la ieşire, iar tensiunea de referinţă U_{ref} cu 1—2 V mai mare decît U_2. Curentul în divizorul $R_3R_4R_5$ este 60—70 mA. Cu ajutorul potenţiometrului R_4, se poate obţine o reglare de 2—3 V a tensiunii U_2.

După schema bloc din fig. 13.26 se întocmesc majoritatea schemelor de stabilizare cu reacţie negativă.

În schema 13.27, *a*, [18], tensiunea de referinţă este dată de un acumulator care se încarcă în permanenţă prin rezistenţa R_1; iar în schema 13.27, *b*, tensiunea de referinţă se obţine la bornele stabilitronului S_1. Cealaltă tensiune necesară comparării se obţine de pe divizoare de tensiune. În schema 13.27, *c* [15] tensiunea la bornele potenţiometrului P_1 este de asemenea stabilizată, ceea ce permite ridicarea generală a factorului de stabilizare. În ambele scheme, tranzistorul T_4 este elementul de comparaţie, iar tranzistoarele T_2 şi T_3 lucrează ca repetoare pe emitor. Amplificarea

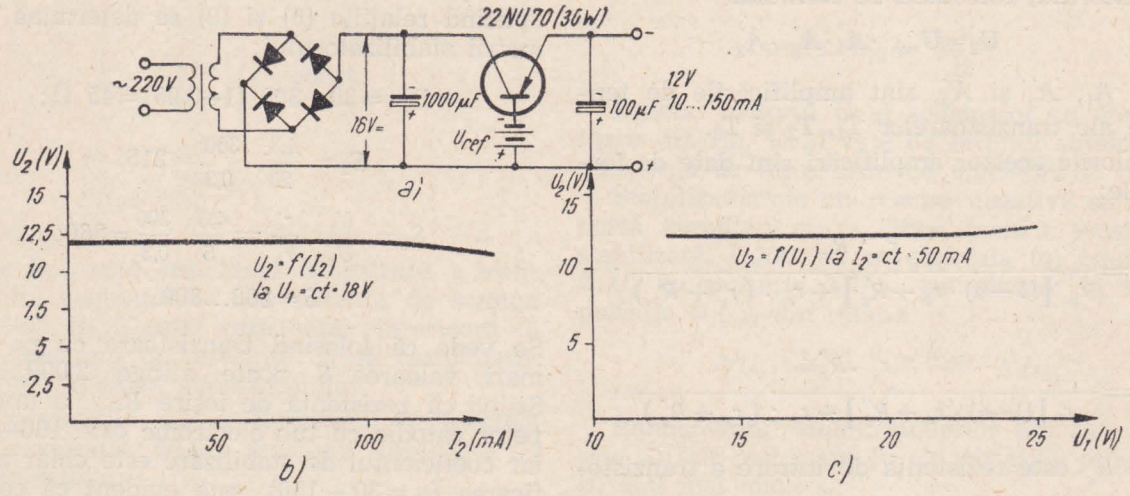


Fig. 13.24. Sursă de alimentare stabilizată cu tranzistor:
a — schema de principiu; *b* — caracteristica de ieşire; *c* — caracteristica de stabilizare.

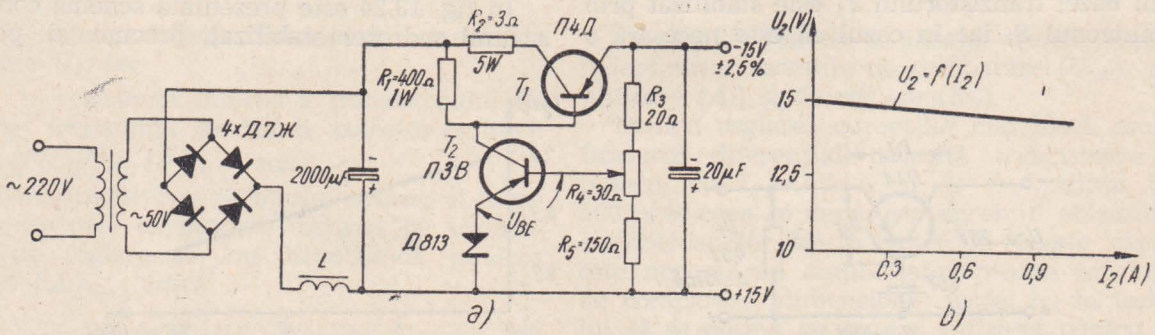


Fig. 13.25. Schema unui stabilizator cu amplificarea tensiunii de comparaţie (*a*) şi caracteristica de ieşire (*b*).

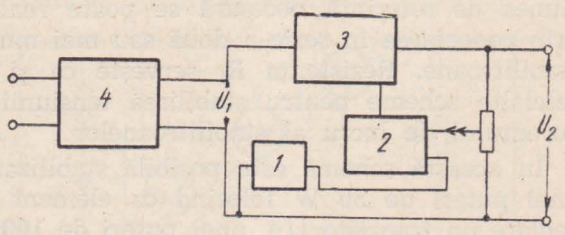


Fig. 13.26. Schema bloc a redresoarelor stabilizate prin reacţie negativă:
1 — sursa tensiunii de referinţă; *2* — amplificator; *3* — element de reglare; *4* — redresor cu filtru.

Arhiva digitala SaDAng

de curent a celor trei etaje cu tranzistoarele T_4, T_3 și T_2 este $A_i = 15 \times 20 \times 30 = 9\,000$. Tensiunea de referință se poate obține și de la surse complet separate.

Sarcina tranzistorului T_2 este chiar rezistența de intrare a tranzistorului următor. Elementul de reglare este în ambele scheme, tranzistorul T_1 comandat de curentul de ieșire al celor trei etaje ale amplificatorului de dezechilibru. Și în schema din fig. 13.27, *c*, situația este asemănătoare.

În toate cele 3 scheme, tensiunea stabilizată de ieșire U_2 poate fi reglată cu ajutorul potențiometrelor P_1.

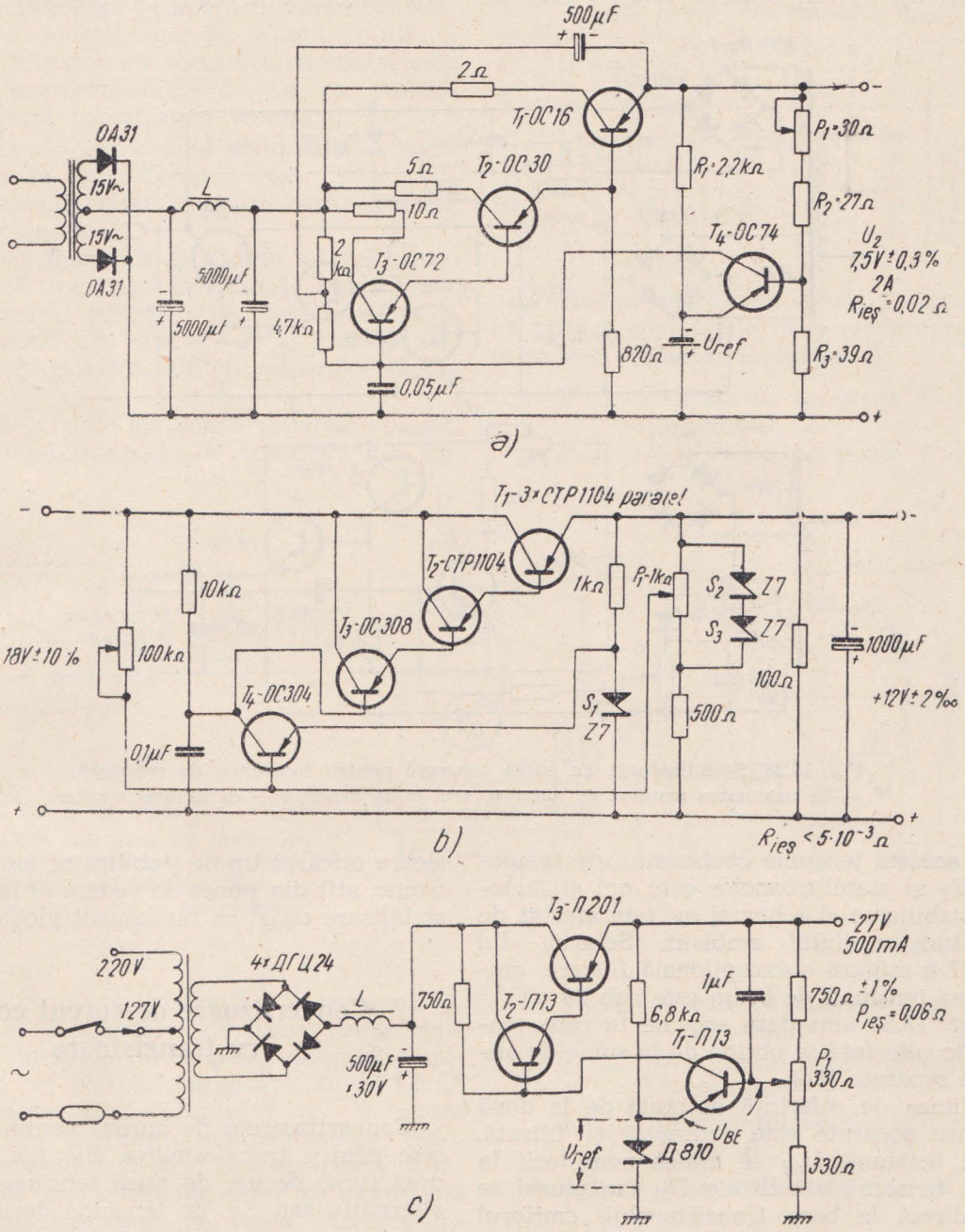


Fig. 13.27. Stabilizatoare realizate corespunzător schemei bloc din fig. 13.26.
a — cu tensiunea de referință furnizată de un acumulator; *b*, *c* — cu tensiunea de referință furnizată de un stabilitron.

La stabilizatorul din schema 13.27, *a*, pentru variații de $\pm 10\%$ a tensiunii U_1, se obține o variație de numai $\pm 0{,}3\%$ a tensiunii U_2 la curentul I_2 constant; în cazul variației curentului I_2 în limitele 0—2 A, la o tensiune constantă de intrare U_1, tensiunea U_2 variază de asemenea cu numai $-0{,}3\%$. Tensiunea de lucru a fiecărui stabilitron S_2, S_3 din schema 13.27, *b* este de zistorului de reglare T_3. Tensiunea de referință a schemei 13.28, *a* este stabilizată prin stabilitronul S, iar în schema 13.28, *b* este filtrată de condensatorul C_2 care se încarcă la tensiunea U_{ref}.

Analizînd performanțele stabilizatoarelor cu tranzistoare în comparație cu cele cu tuburi electronice, este clar că primele sînt supe-

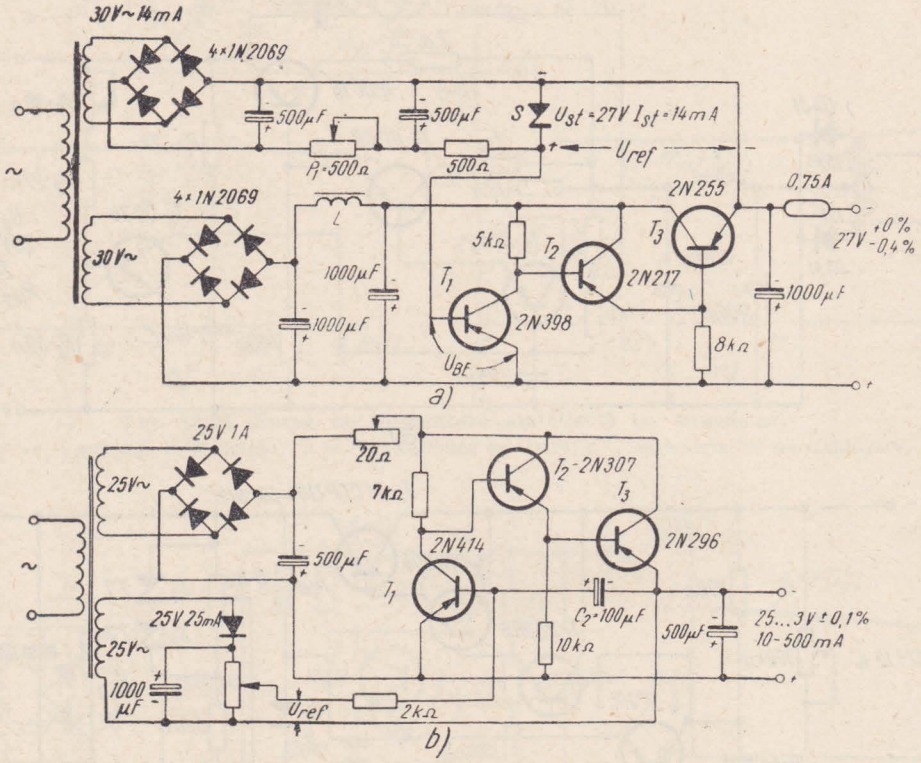


Fig. 13.28. Stabilizatoare cu sursă separată pentru tensiunea de referință:
a — cu stabilizarea tensiunii de referință prin diodă Zener; *b* — cu filtrarea tensiunii de referință.

5 V; la această tensiune coeficientul de temperatură C_T al stabilitroanelor este nul și factorul de stabilizare al schemei nu este afectat de temperatura mediului ambiant. Schema din fig. 13.27, *a* asigură o excepțională filtrare; amplitudinea tensiunii de brum este sub 20 μV.

În fig. 13.28 sînt date scheme în care tensiunea de referință se obține de la surse de alimentare separate [34].

Tensiunea de referință obținută de la două redresoare separate este redresată și filtrată. Minusul tensiunii U_{ref} se aplică nemijlocit la minusul tensiunii stabilizate U_2, iar plusul se aplică direct la baza tranzistorului, emitorul fiind conectat la plusul tensiunii U_2. În acest fel, tensiunea de comparare U_{BE} este amplificată în etajul T_1 și T_2 și aplicată apoi tranrioare oricărui tip de stabilizator ionic sau electronic, atît din punct de vedere al factorului de stabilizare cît și ca randament global.

7. Convertizoare de curent continuu cu tranzistoare

Convertizoarele de curent continuu se folosesc pentru transformarea energiei electrice a unei surse de c.c. de mică tensiune, în curent alternativ sau c.c. de tensiune dorită.

În afară de vibratorul mecanic, această transformare este posibilă prin intermediul unui oscilator de putere cu tranzistoare, ali-

Arhiva digitala SaDAng

mentat în c.c. Oscilatorul de putere cu tensiune sinusoidală este neeconomic, randamentul lui maxim putînd fi 50% și de aceea se folosesc scheme care produc tensiuni de formă cît mai apropiată de cea rectangulară. În acest sens sînt potrivite oscilatoarele blocate cu autoexcitație și multivibratoarele simetrice cu tranzistoare.

Aceste scheme au primit denumirea convențională de convertizoare de curent continuu.

Față de vibratoarele mecanice cu contacte de comutație, convertizoarele de c.c. cu tranzistoare prezintă următoarele avantaje:

— durata de exploatare nelimitată și siguranță mare în exploatare;

— randament ridicat chiar în cazul comutării puterilor mici;

— transformatoarele și filtrele au volum redus datorită frecvenței ridicate de funcționare.

Randamentul practic al convertizoarelor de c.c. cu tranzistoare este 60—90%, față de 35—60% cît este randamentul vibratoarelor mecanice.

Schemele uzuale ale convertizoarelor de c.c. se obțin după schemele de principiu din fig. 13.29.

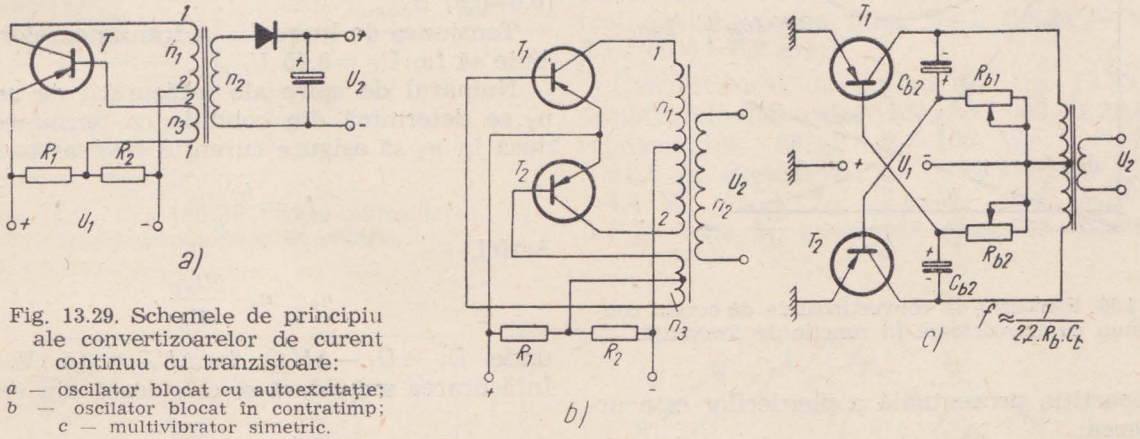


Fig. 13.29. Schemele de principiu ale convertizoarelor de curent continuu cu tranzistoare:
a — oscilator blocat cu autoexcitație;
b — oscilator blocat în contratimp;
c — multivibrator simetric.

Puterea ce poate fi comutată în convertizoarele de c.c. se determină din următoarele considerente: în regim de impuls, curentul admisibil I_{Ccom} al colectorului poate fi de 1,5...5 ori mai mare decît curentul I_{Cmax} în curent continuu. Pe porțiunea emitor-colector, căderea de tensiunea ΔU_{CE} este de obicei 0,5... ...0,8 V în plină sarcină, ceea ce reprezintă 5—10% din tensiunea de lucru. Aceasta înseamnă că pe tranzistor se disipează doar 5—10% din puterea comutată. Astfel, puterea ce poate fi comutată este de 10—20 ori mai mare decît puterea maximă disipată a tranzistorului [39]:

$$P'_{com} = \frac{P_{dc\,max}}{\Delta P_T} \approx (10...20)\, P_{c\,max}.$$

Tabela 13.13

Evidențierea puterii aparente de comutație P'_{com} și a puterii reale comutabile P_{com}

	$I_{c\,max}$ A	$I_{c\,com}$ A	$P_{dc\,max}$ W	$\frac{\Delta P_T}{P_{com}}$	$U_{c\,max}$ V	P'_{com} W	P_{com} W
П 1А	0,005	0,025	0,05	0,15	20	0,33	0.25
П 3А	0,130	0,5	1	0.08	50	12,5	12,5
П 3В	0,450	1,35	3	0,08	50	37,5	35
П 4В	5	8	20	0,10	50	200	100
П 207	25	40	50	0,03	40	1 650	800

Analizînd datele din tabela 13.13, în calculul puterii comutabile în convertizoarele de c.c. intră deci următoarele mărimi:

— P'_{com} — puterea ce poate fi comutată, aparent,

— P_{com} — puterea ce poate fi comutată, real,

— $P_{dc\,max}$ — puterea maximă disipată a colectorului,

— $I_{c\,com}$ — curentul admis în regim de comutație,

— $I_{c\,max}$ — curentul maxim admis în regim de c.c.,

— ΔP_T — pierderile de putere în tranzistor,

— $U_{c\,max}$ — tensiunea maximă de colector admisă.

Puterea maximă ce poate fi comutată este limitată de tensiunea de lucru $U_c = 0{,}5\ U_{c\,max}$ și de curentul $I_{c\,com}$, astfel că puterea reală ce poate fi comutată fără a distruge tranzistorul este de cele mai multe ori mai mică decît puterea aparentă de comutație P'_{com}:

$$P_{com} = \frac{U_{c\,max} \cdot I_{c\,com}}{2}.$$

Randamentul convertizoarelor de c.c., așa cum am mai specificat, atinge în anumite condiții valoarea de 88–92%. Pierderile care apar în schemele din fig. 13.29 sînt în general dependente de frecvență: astfel, pierderile în miezul transformatorului (P_{fe}) cresc, iar pierderile în cupru (P_{cu}) scad cu frecvența. Pierderile prin procesele tranzitorii (P_{tranz}) depind de forma tensiunii și sînt direct proporționale cu frecvența și cu durata perioadelor de comutare. Pentru fiecare caz, există o frecvență f_0, pentru care randamentul convertizorului este optim (fig. 13.30).

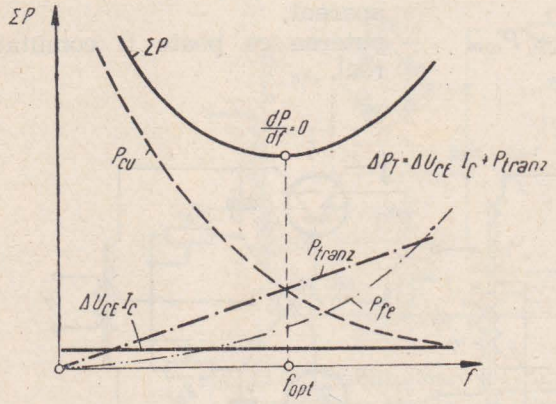


Fig. 13.30. Pierderile în convertizoarele de curent continuu cu tranzistoare în funcție de frecvență.

Repartiția procentuală a pierderilor este următoarea:

- pierderile în tranzistor 2– 6%,
- pierderile tranzitorii în tranzistor 1– 9%,
- pierderile în transformator ($P_{fe} + P_{cu}$) 5–15%,
- pierderile în elementele *RC* ale schemei 5– 7%,
- pierderile în filtre, redresoare etc 1– 5%.

Dacă se au în vedere aceste considerații, practic, randamentul este cuprins între 56 și 88%.

Relațiile de calcul [41, 46, 12] pentru schemele 13.29, *a* și 13.29, *b* sînt:

– inductanța necesară L_1 a înfășurării de colector n_1

$$L_1 = \frac{U_1 \cdot 10^8}{4 \cdot I_{c\,max} \cdot f};$$

– numărul de spire

$$n_1 = \frac{U_1 \cdot 10^8}{4\ B_{max} \cdot f \cdot q},$$

unde U_1 este tensiunea sursei de alimentare, în V;
B_{max} – inductanța maximă, în Gs;
f – frecvența de lucru, în Hz;
q – secțiunea miezului, în cm².

Curentul maxim luat din sursa de alimentare:

$$I_{c\,max} = \frac{1{,}1 \cdot P_2}{U_1 - \Delta U_{CE}} \cdot \frac{1}{\eta},$$

în care se consideră randamentul convertizorului $\eta = 0{,}75$.

Frecvența de lucru se alege de 200–600 Hz pentru miez din tole de oțel silicios cu inducția maximă 8 000–10 000 Gs, și 1 000–4 000 Hz pentru miezurile de ferită cu inducția maximă de 2 300–2 600 Gs. În practică, pentru reducerea pierderilor în miez, se lucrează cu inducția (0,6–0,8) B_{max}.

Tensiunea de lucru U_C a tranzistoarelor trebuie să fie $U_C = 0{,}45\ U_{C\,max}$.

Numărul de spire ale înfășurării de reacție n_3 se determină din condiția ca tensiunea indusă în n_3 să asigure curentul necesar bazei:

$$I_B = \frac{I_{C\,max}}{\beta}.$$

Astfel,

$$n_3 \quad n_1 \cdot \frac{2U_{BE}}{U_C},$$

unde $U_C = U_1 - \Delta U_{CE}$, iar $\Delta U_{CE} \approx 0{,}5$ V.

Înfășurarea secundară se calculează din relația:

$$n_2 = 1{,}1 \cdot \frac{U_2}{U_1 - \Delta U_{CE}} \cdot n_1,$$

unde

$$n_1 \approx 280 \sqrt{\frac{L_1 \cdot I_c}{q}}.$$

Pierderile în tranzistor sînt date de relația:

$$\Delta P_T = \frac{\Delta U_{CE} \cdot I_{c\,max}}{2} + P_{tranz},$$

unde l_c este lungimea liniei medii a circuitului magnetic, în cm, iar
L_1 – inductanța înfășurării primare, în H.

Arhiva digitala SaDAng

Exemple de scheme uzuale ale convertizoarelor de c.c. cu tranzistoare sînt date în fig. 13.31 — 13.34. [21, 24, 27, 31, 37, 38, 47].

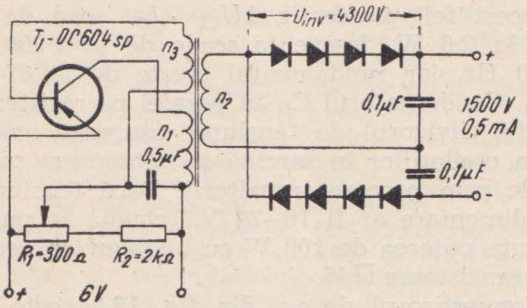


Fig. 13.31. Convertizor de curent continuu cu redresor cu dublare de tensiune.

În fig. 13.31, prin reglarea rezistenţei R_1 se modifică negativarea bazei tranzistorului T_1 şi prin aceasta ceilalţi parametri ai schemei: curentul $I_{c\ max}$, frecvenţa de lucru, tensiunea U_2 şi randamentul.

Datele bobinelor: $n_1 = 35$ spire sîrmă cu diametrul de 0,25; $n_2 = 3\,900$ spire sîrmă cu diametrul de 0,07; iar $n_3 = 13$ spire cu sîrmă cu diametrul de 0,20.

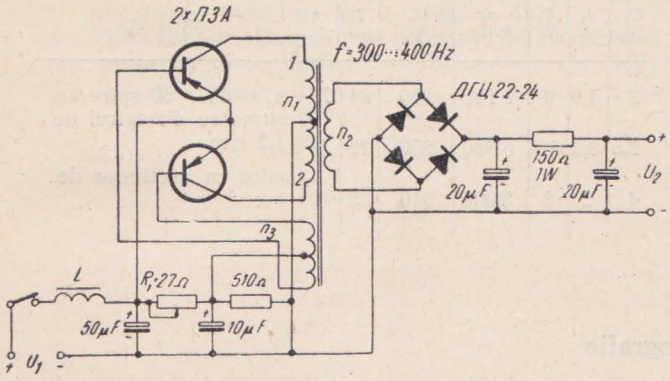


Fig. 13.32. Convertizor pentru alimentarea radioreceptoarelor de baterie.

În fig. 13.32, ca element de comutaţie este folosit tranzistorul П3А al cărui curent maxim admis în regim de c.c. este 130 mA; totuşi curentul maxim al colectorului în regim de comutaţie este în această schemă de 300 mA. Autorul a încercat tranzistoarele de tip П3А în diferite scheme de convertizoare şi s-a dovedit că acest tranzistor poate funcţiona cu curenţi pînă la 0,7...1 A fără distrugerea termică a tranzistorului. Convertizorul este construit pentru înlocuirea bateriei anodice a radioreceptoarelor. Datele de funcţionare se află în tabela 13.14. Randamentul scăzut al schemei se explică prin amplificarea mică a tranzistoarelor П3А cît şi prin timpii relativi mari de comutaţie (de trecere de la situaţia „deschis" la „închis"). Randamentul depinde în mare măsură de frecvenţa de lucru a schemei, datorită pierderilor în miezul de fier silicios al transformatorului. Datele bobinelor: $n_1 = 75 + 75$ spire cu sîrmă cu diametrul de 0,51; $n_2 = 1\,450$ spire cu sîrmă cu diametrul de 0,12; $n_3 = 20 + 20$ spire cu diametrul de 0,12 pe un miez E+I, 9×12 — tablă E IV cu $\delta = 0{,}2$ mm.

Convertizorul de putere din fig. 13.33 are următoarele date principale: $f = 1\,000 \ldots 1\,200$ Hz; randamentul 80%; $P_1 = 100$ W; $U_1 = 12$ V; $I_1 = 8{,}5$ A; $P_2 = 80$ W; $\Delta P_{tr} = 9{,}3$ W; $\Delta P_{trarz} = 4{,}4$ W; $\Delta U_{CE} \cdot I_C = 2{,}6$ W; $\Delta P_{R1} = 2{,}7$ W; $\Delta P_{redr} = 1{,}3$ W; $n_1 = 2 \times 27$ spire cu sîrmă cu

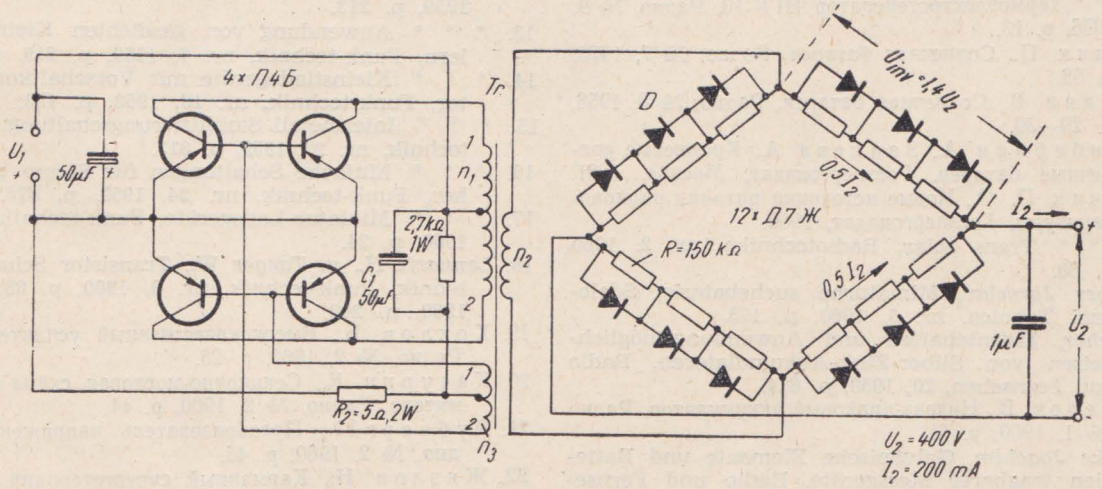


Fig. 13.33. Convertizor de curent continuu cu puterea de 100 W.

diametrul de 0,5; $n_2=1\,000$ spire cu sîrmă cu diametrul de 0,31; $n_3=2\times8$ spire cu sîrmă cu diametrul de 0,8.

Tabela 13.14

Datele tipice de funcționare ale convertizorului din fig. 13.32

U_1 [V]	6	5,8	4,2
U_2 [V]	100	90	70
I_1 [mA]	300	265	210
I_2 [mA]	11,9	10,7	7,2
η [%]	66	63	58

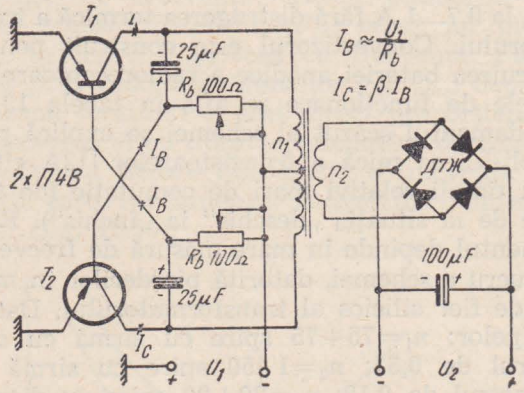


Fig. 13.34. Multivibrator simetric utilizat drept convertizor de curent continuu.

Cu toate că tranzistoarele de tipul П4 permit comutarea puterii de 100 W, pentru mărirea randamentului montajului, se conectează cîte două tranzistoare în paralel în fiecare ramură. În acest fel, pierderile $\Delta U_{CE} \cdot I_C$ scad de la 10,4 la 2,6 W, frecvența scade de la 1 900 la 1 200 Hz, iar randamentul crește de la 67 la 80%. Condensatorul C_1, în paralel pe rezistența R_2 din divizorul de tensiune, ușurează amorsarea oscilațiilor în sarcină și micșorează pierderile prin procese tranzitorii. Dacă tensiunea de alimentare ar fi 16—24 V, schema ar putea comuta puterea de 100 W cu o singură pereche de tranzistoare П45.

Convertizorul de c.c. din fig. 13.34 este un multivibrator simetric cu două tranzistoare de putere. Datele și performanțele schemei sînt arătate în tabela 13.15.

Tabela 13.15

Datele tipice de funcționare ale convertizorului din fig. 13.34

U_1 V	I_1 A	P_1 W	n_2 spire	U_2 V	I_2 mA	η %	Observații
2	4,5	9	7 150	260	24	70	$n_1 = 60 + 60$ spire cu sîrmă cu diametrul de 1,2 mm
2,5	3,5	8,8	5 880	250	26	74	
4	2	8	3 000	240	25	75	miez cu secțiunea de 1 cm²

Bibliografie

1. Иоффе А. Ф., Полупроводниковые термоэлементы, Изд. Академии Наук СССР, 1960.
2. * * * Термоэлектрогенератор ИГК-10, Радио, № 9, 1956, p. 13.
3. Чечик П., Солнечная батарея, Радио, № 7, 1955, p. 58.
4. Щекин В., Солнечная батарея, Радио, № 8, 1958, p. 29—30.
5. Глиберман А., Заицева А., Кремневые солнечные батареи, Госэнергоиздат, Москва, 1961.
6. Чечик П. О., Новые источники питания радиоаппаратуры, Госэнергоиздат, 1959.
7. * * * Trans solar, Radiotechnika, nr. 2, 1960, p. 60.
8. *Kuber Jaroslav,* Miniaturne suchebaterie, Sdelovaci Tehnica, nr. 5, 1960, p. 173.
9. *Fischer,* Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeisen von Silber-Zink-Akkumulatoren, Radio und Fernsehen, 20, 1958, p. 614.
10. Флеров В., Никель-цинковый аккумулятор, Радио № 1, 1960, p. 61.
11. *Zieke Joachim,* Galvanische Elemente und Batterien tragbarer Messgeräte, Radio und Fernsehen, nr. 12, 1960, p. 374, nr. 13, 1960, p. 424.
12. *Lennartz H.,* Transformatoren für Gleichspannungswandler grosser Leistung, Funk-technik, nr. 7, 1959, p. 213.
13. * * * Anwendung von gasdichten Kleinsammlern, Funk-technik, nr. 7, 1959, p. 219.
14. * * * Kleinstladegeräte mit Vorschaltkondensator, Funk-technik, nr. 13, 1958, p. 453.
15. * * * Intermetall Stabilisierungschaltung, Funk-technik, nr. 22, 1959, p. 813.
16. * * * Einfache Schaltungen für Stereo Verstärker, Funk-technik, nr. 24, 1959, p. 875.
17. * * * Miniatur-Ladegeräte, Funk-technik, nr. 1, 1960, p. 24.
18. *Lennartz H., u. Taeger W.,* Transistor Schaltungstehnik, Funk-technik, nr. 3, 1960, p. 80, nr. 8, 1960, p. 249.
19. Хохлов Б., Высококачественный усилитель НЧ, Радио, № 2, 1960, p. 28.
20. Качурин К., Секционно-мостовая схема выпрямителя, Радио, № 2, 1960, p. 44.
21. Рубверг Ю., Преобразователь напряжения, Радио, № 2, 1960, p. 45.
22. Жизлов Н., Карманный супергетеродин, Радио, № 3, 1960, p. 30.

Arhiva digitala SaDAng

23. * * * Наша консультация, Радио, № 6, 1960, p. 63.
24. Буренков Н., Воронов В., Сальман Ф., Стабилизированный преобразователь напряжения на п. п. триодах, Радио, № 7, 1960, p. 23.
25. Адамовский И., Разновидность мостовой схемы выпрямителя, Радио, № 8, 1960, p. 64.
26. Палехов И., Влияние температуры наработу п. п. приборов, Радио, № 9, 1960, p. 20.
27. Сеннов Н., Мощный преобразователь напряжения, Радио, № 9, 1960, p. 51.
28. *Rumpf K. H.*, Neuartige Zweipole auf Halbleiterbasis, Radio und Fernsehen, nr. 6, 1960, p. 169.
29. *Krüger Helmut*, Netzteile für Keinstgeräte, Radio und Fernsehen, nr. 9, 1960, p. 283.
30. *Bottke Ernst*, Transistor für Netzbetrieb, Radio und Fernsehen, nr. 13, 1960, p. 378.
31. *Belter K.*, Gleichspannungswandler mit Transistoren, Radio und Fernsehen, nr. 6, 1959, p. 172.
32. *Taeger Werner*, Elektronische Regelschaltungen mit Transistoren, Radio und Fernsehen, nr. 17, 1959, p. 552.
33. *Fischer H. J.*, Transistoren in Glättungsfiltern, Radio und Fernsehen, nr. 20, 1959, p. 655.
34. *Vogelgesang P. J.*, Transistor-Regulated Power Supply, Electronics World, June, 1959, pp. 60—61.
35. * * * Zajimava zapojeni mericih pristroju, Sdelovaci Tehnica, nr. 5, 1960, p. 187.
36. *Skrovanek A.*, Hospodarne vyuzitie polovodičovih usmernovacov, Sdelovaci Tehnica, nr. 11, 1960, pp. 422—423.
37. *Lennartz H.*, Gleichspannungswandler für Kleine Leistungen, Funkschau, nr. 7, 1958, p. 271.
38. Вершин В., Мултивибраторы на п. п. триодах, Радио, № 1, 1959, p. 54.
39. Лавров Г., П. п. триод в режиме ключа, Радио, № 8, 1959, pp. 7—9.
40. Вершин В., Применение кремниевых стабилитронов, Радио, № 8, 1959, pp. 10—12.
41. Горюнов Н., Преобразователи напряжения и п. п. триодах, Радио, № 7, 1958, pp. 51—54.
42. Мачинский В., Штильман В., Филтр с п. п. триодом, Радио, № 1, 1959, pp. 52—53.
43. * * * Кремниевые стабилитроны Д808-Д813, Радио, № 5, 1959, p. 61.
44. Моин В, Веденеев, Г., Кремниевые стабилитроны, Радио, № 7, 1959, pp. 42—46.
45. Рогинский В. Ю., Полупроводниковые выпрямители, Госэнергоиздат, Москва, 1957.
46. Журавлев А. А., Мазель К. Б., Преобразователи постоянного напряжения на транзисторах, Госэнергоиздат, 1960.
47. Веденеев Г., Мощаков В., Транзисторные преобразователи напряжения, Радио, № 2, 1961, pp. 24—27.
48. *Fingerhut K.*, Emitorovy sledovac jako stabilisator napeti, Sdelovaci Tehnica, nr. 1, 1961, p. 13.
49. * * * Zenerovy diody, Sdelovaci Tehnica, nr. 1, 1961, p. 18.
50. * * * Реферативный журнал, Радиоэлектроника-V -Полупроводниковые приборы, 1960, 1961.

XIV

Măsurarea diodelor semiconductoare și a tranzistoarelor

1. Măsurarea diodelor semiconductoare

În exploatarea diodelor semiconductoare interesează parametrii care le caracterizează calitativ și care determină domeniul lor de utilizare:

— amplitudinea tensiunii inverse de străpungere — $U_{inv\ str}$;

— amplitudinea tensiunii inverse maxime admise — $U_{inv\ max}$;

— tensiunea directă de lucru — $U_{a\ max}$;

— căderea de tensiune la curentul nominal — ΔU_d;

— curentul redresat maxim — $I_{a\ 0\ max}$;

— curentul redresat nominal — $I_{a\ 0}$;

— curentul direct la tensiunea de 1 V — I_a (U_a = 1 V);

— frecvența limită de detecție — f_{lim}.

Față de simbolul de notație al diodei, sensul direct de conectare se consideră de la anod la catod (de la zona *p* la zona *n*).

— amplitudinea tensiunii inverse de străpungere $U_{inv\ str}$;

— frecvența maximă de lucru — f_{max}.

Măsurarea curentului $I_{inv\ max}$ se face în schema din fig. 14.1, *a* [12]. La bornele *AB* se aplică tensiunea inversă admisibilă $U_{inv\ max}$ din tabele, citindu-se pe miliampermetru curentul invers. Cu această schemă se poate ridica punct cu punct caracteristica diodei pentru domeniul de tensiuni negative.

Măsurarea curentului direct la tensiunea de 1 V se face cu schema din fig. 14.1, *b*.

Parametrii diodei în regim dinamic se măsoară [12] în schema din figura 14.1, *c*. Dioda lucrează ca redresor monoalternanță, la frecvența de 50 Hz. Cînd cele două întrerupătoare I_1 și I_2 sînt în poziția *a*, se măsoară curentul invers la tensiunea inversă maximă admisă, iar în poziția *b* se măsoară căderea de tensiune pe diodă la curentul nominal. Este necesar ca întrerupătoarele să acționeze simultan, iar tensiunile E_1 și E_2 să fie în fază.

Tensiunea inversă de străpungere se determină după caracteristica diodei care apare pe ecranul unui osciloscop etalonat.

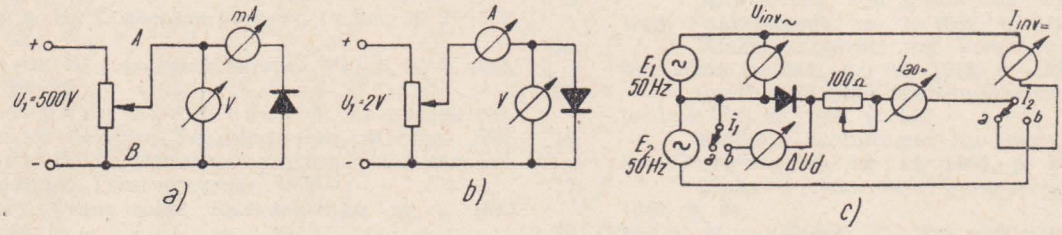


Fig. 14.1. Măsurarea statică și dinamică a diodelor:
a — măsurarea curentului invers; *b* — măsurarea curentului direct; *c* — măsurarea curentului redresat și a căderii de tensiune pe diodă.

În practică se măsoară următorii parametri:

— curentul invers $I_{inv\ max}$ la $U_{inv\ max}$ admis;

— curentul direct la tensiunea U_a = +1 V;

— căderea de tensiune pe diodă la curentul nominal — $I_{a\ 0}$;

Arhiva digitala SaDAng

Pentru efectuarea măsurării se reglează autotransformatorul ATr pînă cînd la bornele AB se obţine tensiunea $U_{inv\ str}$ pentru tipul respectiv de diodă, dată în tabele. Întreruptorul I_1 fiind deschis, dioda este deconectată. Se reglează apoi amplificarea deflexiei orizontale a

Frecvenţa maximă de lucru (f_{lim} pentru diodele detectoare şi f_{max} pentru diodele redresoare) se consideră ca fiind frecvenţa la care amplitudinea tensiunii detectate (redresate) scade la valoarea 0,707 din tensiunea detectată la frecvenţa de referinţă. Pentru diodele de

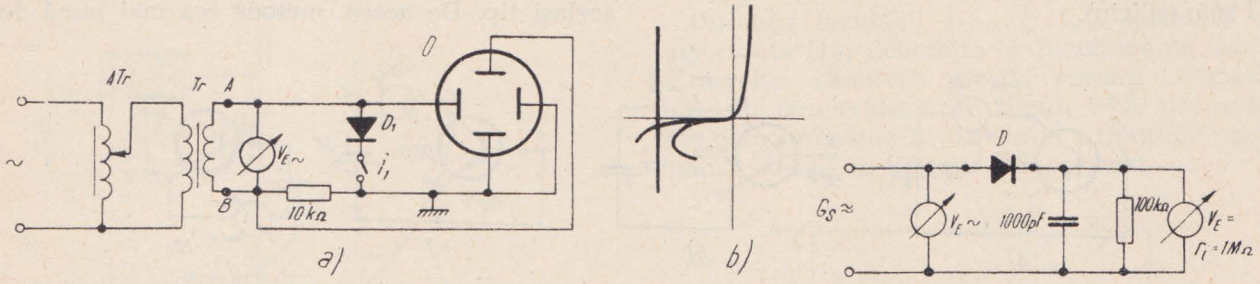


Fig. 14.2. Măsurarea tensiunii inverse de străpungere:
a — schema de măsurare; *b* — caracteristica diodei văzută la osciloscop.

Fig. 14.3. Determinarea frecvenţei maxime de lucru.

osciloscopului astfel ca la 2/3 din lăţimea ecranului să apară linia verticală corespunzătoare tensiunii $U_{inv\ str}$.

Neschimbînd amplificarea orizontală a osciloscopului se conectează dioda în circuit şi se aplică secundarului transformatorului o tensiune de 30 V_{ef}. Punctul de nul al caracteristicii se reglează la mijlocul ecranului, după care se observă partea negativă a caracteristicii cu linia verticală a tensiunii inverse de străpungere. Pentru efectuarea acestei măsurări este necesar ca sensibilitatea pe verticală a osciloscopului să fie de minimum 0,12 mA/cm. Din tensiunea inversă de străpungere se poate calcula valoarea tensiunii inverse maxime admise pentru funcţionarea în regim de durată: $U_{inv\ max} = 0{,}66\ U_{inv\ str}$.

detecţie, frecvenţa de referinţă se ia de obicei $f_{ref} = 0{,}1$ MHz, iar pentru diodele de redresare $f_{ref} = 50$ Hz.

Determinarea frecvenţei limită se poate face cu schema din fig. 14.3, în care se măsoară o tensiune detectată şi filtrată.

La intrare se aplică un semnal sinusoidal de înaltă frecvenţă de 1 V_{ef} (amplitudinea 1,41 V), de la un generator de semnal cu frecvenţa de lucru 1...200 MHz.

Toate măsurătorile menţionate se fac la temperatura de 20...25°C. Parametrii diodelor variază însă cu temperatura datorită naturii conductibilităţii semiconductoarelor. La proiectarea sau construirea aparaturii cu diode semiconductoare, se va ţine seamă de influenţa temperaturii asupra parametrilor diodelor şi se

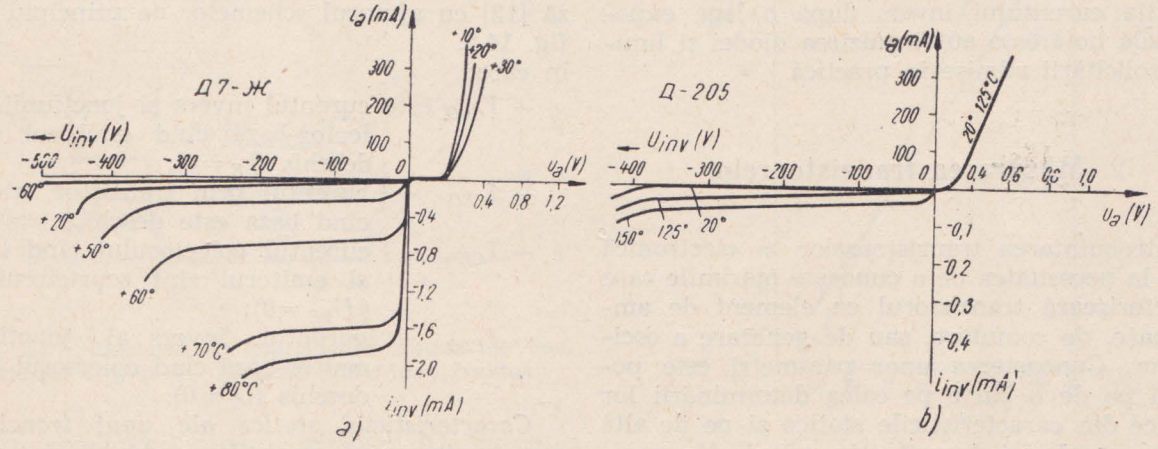


Fig. 14.4. Caracteristicile diodelor redresoare la diferite temperaturi:
a — diodă cu germaniu (Д7Ж); *b* — diodă cu siliciu (Д205).

vor introduce în calcule corecţiile necesare, reducîndu-se în mod corespunzător tensiunea $U_{inv\ max}$ şi curentul $I_{a\ max}$. Curentul $I_{inv\ max}$ creşte cu temperatura datorită creşterii concentraţiei purtătorilor de sarcină.

În fig. 14.4 sînt arătate caracteristicile *u-i* ale diodelor redresoare Д7Ж (germaniu) şi Д 205 (siliciu).

tabele se referă fie la valorile medii statistice pentru un anumit tip de tranzistor, fie la valorile minime garantate de către producător. În afară de aceasta, unii parametri nu sînt indicaţi în tabele. În stadiul actual al tehnologiei semiconductoarelor, există o mare diversitate de parametri chiar pentru tranzistoarele de acelaşi tip. De aceea, metoda cea mai bună de

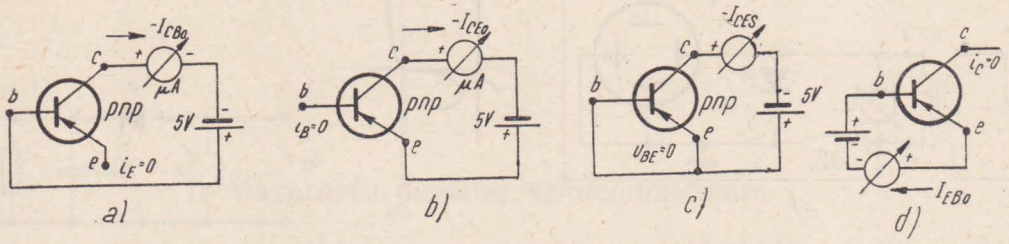


Fig. 14.5. Măsurarea curenţilor reziduali la tranzistoare:
a — măsurarea curentului I_{CBO}; *b* — măsurarea curentului I_{CEO}; *c* — măsurarea curentului I_{CES}; *d* — măsurarea curentului I_{EBO}.

Se observă că pentru dioda de germaniu Д7Ж, pentru creşterea temperaturii de la +20 la +70°C, tensiunea $U_{inv\ max}$ scade de 3 ori, iar curentul $I_{inv\ max}$ creşte de peste 10 ori. La temperatura camerii curentul invers al diodei Д7Ж este de 100–200 μA, iar la temperatura +70°C de 1,6–1,7 mA. Diodele de siliciu prezintă creşteri relative şi mai mari: 0,1 μA la +20°C şi 10...100 μA la +125°C. Totuşi valoarea absolută a curentului invers al diodelor de siliciu este mult mai mică, ceea ce este convenabil la utilizarea lor în practică.

Măsurarea parametrilor diodelor la temperaturi mari se face în condiţii speciale, dioda fiind introdusă într-o cameră termostatică. În aceste condiţii se ridică în special caracteristica $I_{inv} = f(t°C)$, la diferite tensiuni, deoarece variaţia curentului invers după o lege exponenţială hotăreşte autoîncălzirea diodei şi limitele solicitării admise în practică.

2. Măsurarea tranzistoarelor

Întrebuinţarea tranzistoarelor în electronică duce la necesitatea de a cunoaşte mărimile care caracterizează tranzistorul ca element de amplificare, de comutare, sau de generare a oscilaţiilor. Cunoaşterea unor parametri este posibilă pe de o parte pe calea determinării lor grafice din caracteristicile statice şi pe de altă parte pe calea deducerii prin calcul din parametrii daţi în tabele. Parametrii indicaţi în

a cunoaşte parametrii constă în măsurarea lor.

Parametrii tranzistoarelor se împart în două categorii:

— mărimi statice: I_{CBO}, I_{CEO}, I_{CES}, I_{EBO}, α, β;
— mărimi dinamice: parametri: z, y, h.

a. Măsurări statice

Obiectul măsurării mărimilor statice [10, 11] se referă la determinarea în curent continuu a parametrilor I_{CBO}, I_{CEO}, I_{CES} şi β.

Curenţii reziduali se definesc pentru o anumită schemă de conectare la temperatura de 25°C şi la o anumită tensiune de colector.

Semnificaţia curenţilor reziduali se ilustrează [13] cu ajutorul schemelor de principiu din fig. 14.5,
în care:

— I_{CBO} este curentul invers al joncţiunii colector-bază cînd emitorul este deschis ($I_E = 0$);
— I_{CEO} — curentul prin tranzistor, atunci cînd baza este deschisă;
— I_{CES} — curentul colectorului cînd baza şi emitorul sînt scurtcircuitate ($U_{BE} = 0$);
— I_{EBO} — curentul invers al joncţiunii emitor-bază cînd colectorul este deschis ($I_C = 0$).

Caracteristicile statice ale unui tranzistor pnp în domeniul curenţilor reziduali sînt date în fig. 14.6, în care se reprezintă grafic curenţii

Arhiva digitala SaDAng

I_C, I_B şi I_E funcţie de tensiunea U_{BE} dintre emitor şi bază. După cum se vede, curentul I_{CBO} reprezintă ordonata punctului A de pe curba curentului I_C pentru curentul $I_E = 0$; curentul I_{CBO} este ordonata punctului B, de pe curba I_C pentru $I_B = 0$. Tot aşa, curentul I_{CES}

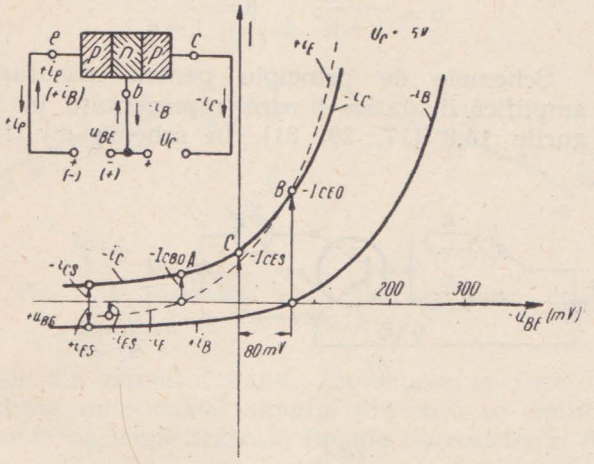


Fig. 14.6. Caracteristicile statice ale unui tranzistor *pnp* în domeniul curenţilor reziduali (schema *EC*).

este ordonata curentului de colector, în punctul C, unde $U_{BE} = 0$.

Ridicarea acestor caracteristici este posibilă cu ajutorul schemei din fig. 14.7. Variind tensiunea U_{BE} în limitele $+300 \ldots 0 \ldots -300$ mV se trasează caracteristicile şi punctele principale A, B, C care indică valorile curenţilor reziduali I_{CBO}, I_{CEO}, I_{CES}. Deschizînd întrerupătorul I_2, se poate ridica curba $I_{EBO} = f(U_{BE})$ care este caracteristica joncţiunii emitor-bază. Tensiunile de lucru sînt în acest caz de 10...100 mV.

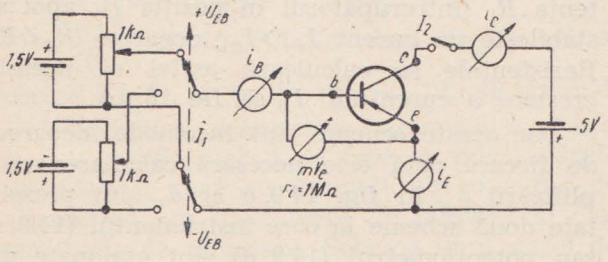


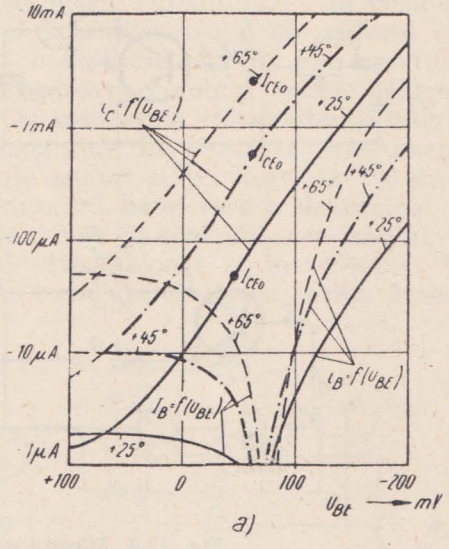
Fig. 14.7. Ridicarea caracteristicilor statice ale unui tranzistor *pnp* în domeniul curenţilor reziduali.

În concluzie, pentru schema *BC*, curentul rezidual este I_{CBO}, legat de curentul I_C prin relaţia $I_C = I_{CBO} - \alpha I_E$, iar pentru schema *EC*, curentul rezidual este I_{CEO} legat de curentul I_C prin relaţia $I_C = I_{CEO} + \beta I_B$. În acest fel, rezultă [1] relaţia dintre curenţii I_{CBO} şi I_{CEO}

$$I_{CBO} - \alpha I_E = I_{CEO} + \beta \cdot I_B; \quad I_{CEO} = I_{CBO}(1 + \beta);$$

$$I_{CBO} \approx \beta \cdot I_{CBO}; \qquad I_{CEO} \geqq I_{CES} \geqq I_{CBO}.$$

Curenţii reziduali I_{CBO} şi I_{CEO} prezintă o importanţă [15] deosebită în funcţionarea tranzistoarelor, deoarece aceşti curenţi variază mult cu temperatura. În figura 14.8 sînt arătate caracteristicile în domeniul curenţilor reziduali, ridicate la diferite temperaturi.



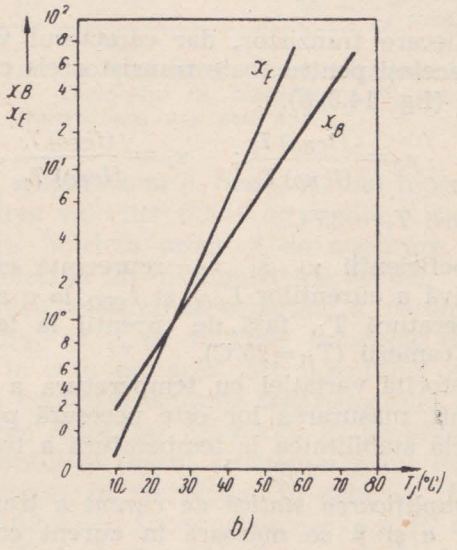


Fig. 14.8. Variaţia curenţilor reziduali cu temperatura: *a* — variaţia absolută; *b* — variaţia relativă.

Variația curenților reziduali cu temperatura este de natură exponențială și este exprimată cu suficientă precizie de expresia

$$I'_{CBO} = I_{CBO} \cdot e^{\frac{t'-t}{10}},$$

unde I'_{CBO} este curentul la temperatura t';

I_{CBO} este curentul la temperatura t;

$t' > t$; $t'_{max} = 70°C$.

Dependența de temperatură a curenților I_{CBO} și I_{CEO} este dată de obicei în tabele [14] pentru fiecare tranzistor, dar caracterul variației este același pentru toate tranzistoarele cu joncțiune (fig. 14.8, *b*).

$$\varkappa_B = \frac{(I_{CBO})\,T_j}{(I_{CBO})\,T_{j1}}; \qquad \varkappa_E = \frac{(I_{CEO})\,T_j}{(I_{CEO})\,T_{j1}},$$

în care $T_{j1} = 25°C$.

Coeficienții $\varkappa_B$ și $\varkappa_E$ reprezintă creșterea relativă a curenților I_{CBO} și I_{CEO} la o anumită temperatură T_j, față de curenții la temperatura camerii ($T_{j1} = 25°C$).

Datorită variației cu temperatura a acestor curenți, măsurarea lor este necesară pentru a aprecia stabilitatea la temperatură a tranzistorului.

Amplificarea statică de curent a tranzistoarelor α și β se măsoară în curent continuu. Amplificarea α are o valoare apropiată de 1 și măsurarea ei precisă este o problemă dificilă. Există posibilitatea măsurării diferenței $1-\alpha$ dar și aceste măsurări au loc cu o eroare de 10–20%. De aceea, în practică se măsoară amplificarea statică β a tranzistorului în schema *EC*, iar valoarea α se calculează din relațiile

$$\alpha = \frac{\beta}{1+\beta}; \qquad \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}.$$

Schemele de principiu pentru măsurarea amplificării statice β sînt reprezentate în figurile 14.9 [17, 29, 31]. În schema din fig.

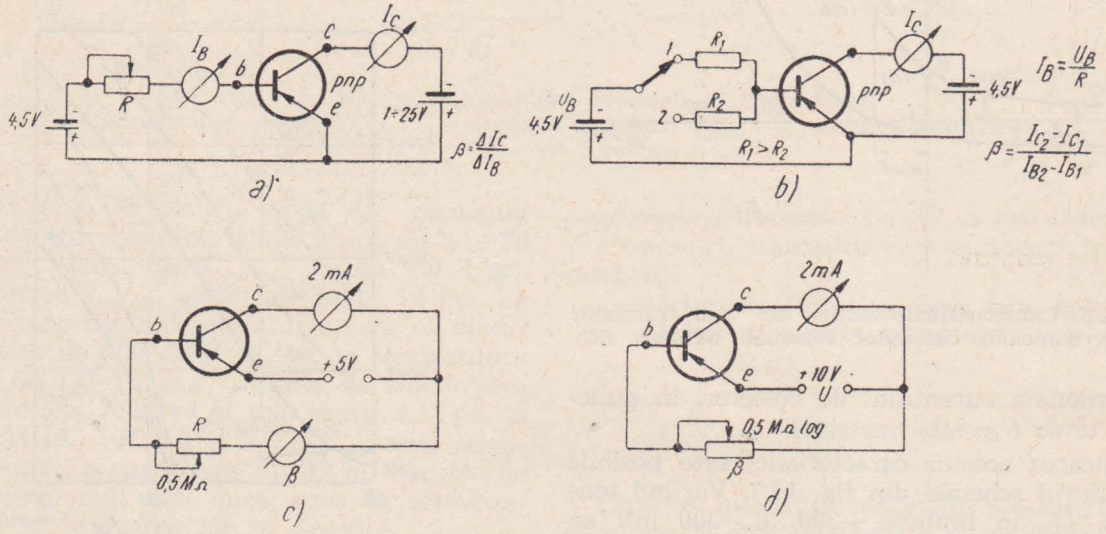


Fig. 14.9. Măsurarea factorului de amplificare în curent β:
a, *b* — prin calcul; *c* — direct, cu ajutorul instrumentului etalonat; *d* — direct, cu ajutorul potențiometrului etalonat.

14.9, *a*, valoarea β se determină din raportul creșterilor ΔI_C și ΔI_B dintre două citiri succesive. În schema din fig. 14.9, *b* se stabilește un curent I_{B_1} al bazei, în circuit fiind rezistența R_1 (întrerupătorul în poziția *1*); apoi se stabilește un curent $I_{B_2} > I_{B_1}$, deoarece $R_2 < R_1$. Rezistențele se calculează astfel ca această creștere a curentului I_B să fie 10 μA.

Dar aceste scheme sînt incomode, deoarece de fiecare dată este necesară calcularea amplificării β; în fig. 14.9, *c* și *d*, sînt prezentate două scheme la care instrumentul (14.9, *c*) sau potențiometrul (14.9, *d*) sînt etalonate direct în valori β.

În schema 14.9, *c*, pentru orice tranzistor supus încercării, curentul bazei I_B se reglează cu potențiometrul R_p astfel ca în circuitul colectorului să curgă un curent de 2 mA. Știind că $I_C = \beta \cdot I_B = 2\,000$ μA, rezultă că pentru orice

Arhiva digitala SaDAng

valoare a amplificării produsul dintre β şi I_B este constant. Instrumentul care indică curentul I_B poate fi etalonat direct în valori β (fig. 14.10). În mod identic, în schema 14.9, *d*, curentul colectorului se stabileşte la o anumită valoare, de exemplu $I_C = 2$ mA. Amplificarea este proporţională cu valoarea rezisten-

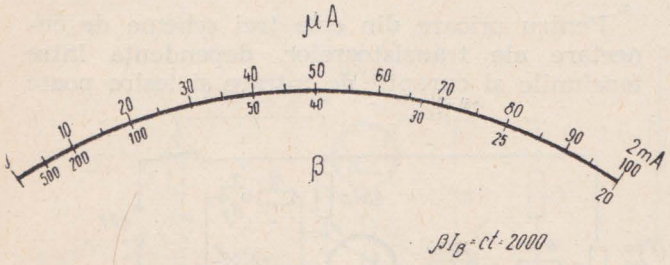


Fig. 14.10. Etalonarea scalei unui instrument direct în valori β.

ţei din circuitul bazei. Etalonarea se face în urma unui calcul simplu, din care se deduce expresia amplificării β, funcţie de rezistenţa *R*.

Astfel, din relaţia $I_C = \beta \cdot I_B$ se obţine $\beta = \frac{I_C}{I_B}$, în care $I_B \approx \frac{U}{R}$.

Înlocuind, se obţine

$$\beta = \frac{I_C}{\frac{U}{R}} = \frac{I_C R}{U} = KR,$$

K fiind raportul $\frac{I_C}{U}$.

Pentru fiecare schemă, se calculează constanta *K*, şi cu această constantă se calculează valoarea amplificării. De exemplu, pentru schema 14.9, *b*, $K = \frac{2 \cdot 10^3}{10^7} = 2 \cdot 10^{-4}$. Astfel, dacă $R = 200$ kΩ, se obţine $\beta = 2 \cdot 10^{-4} \cdot 2 \cdot 10^5 = 4 \cdot 10 = 40$ ş.a.m.d.

În practică, măsurarea parametrilor statici I_{CBO}, I_{CEO}, I_{CES} şi β se face cu mici aparate de măsurat care se compun din o sursă de alimentare, un instrument de măsurat şi dispozitivele de comutare. Schema unui astfel de aparat cu instrumentul de bază 100 μA este arătată în fig. 14.11.

Tranzistorul se prinde în clemele *b*, *e*, *c*, întrerupătorul general al aparatului I_1 fiind deschis. Cu comutatorul K_1 se schimbă polaritatea alimentării pentru tranzistoarele *pnp* sau *npn*. Comutatorul K_2 are trei secţii a 3 contacte şi cu ajutorul lui se comută funcţiile aparatului. În poziţia *1* a comutatorului K_2 se face măsurarea curenţilor reziduali. Butoanele „I_{CBO}", „I_{CEO}", „I_{CES}" sînt normal deschise, butonul de şuntare B_1 este normal închis, iar întrerupătorul I_2 este deschis. Apăsînd butonul „I_{CBO}" simultan cu butonul „B_1" se citeşte curentul I_{CBO} pe scara de 100 μA. Apăsînd butonul „I_{CEO}" se citeşte curentul I_{CEO} pe scara de 1 mA şi la nevoie pe scara de 100 μA (apăsînd butonul B_1). Prin apăsarea butonului „I_{CES}" şi închiderea lui I_2, se scurtcircuitează bornele emitor şi bază ale tranzistorului, iar pe instrument se citeşte curentul I_{CES}. În poziţia *2*, cu ajutorul potenţiometrului se reglează curentul I_C la 1 mA. Rezistenţa R_3 din circuitul bazei nu influenţează curentul bazei, deoarece valoarea ei este egală cu rezistenţa interioară a instrumentului. În poziţia *3*, instrumentul nu mai este şuntat şi pe scara de 100 μA se citeşte curentul bazei care a determinat un curent de 1 mA în circuitul colectorului. Instrumentul este etalonat şi în valori β. Trecînd deci cu comutatorul K_2 în poziţia *3* se citeşte

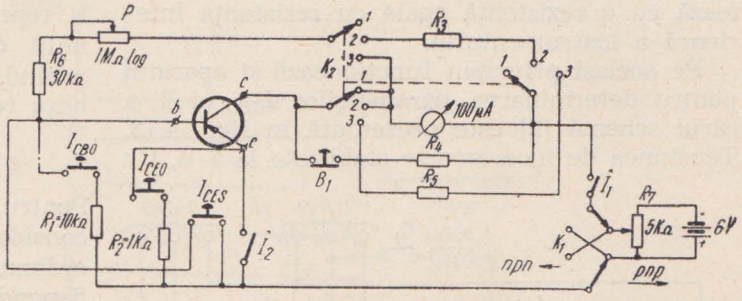


Fig. 14.11. Aparat pentru măsurarea curenţilor reziduali (I_{CBO}, I_{CEO}, I_{CES}) şi a factorului de amplificare (β), pentru tranzistoare *pnp* sau *npn*.

direct amplificarea β. Scara β fiind hiperbolică, la citirea valorilor $\beta > 50$ se comite o eroare de 5—15%. Mărirea preciziei de măsurare se obţine folosind un instrument de 50 μA.

Pentru măsurarea separată a parametrilor I_{CBO}, I_{CEO} şi β, se folosesc schemele din fig. 14.12 în care şuntarea instrumentului este necesară pentru măsurarea tranzistoarelor de putere mai mare, iar rezistenţa R_1 protejează instrumentul în cazul existenţei unui eventual scurtcircuit în tranzistor. În schema [20] din fig. 14.12, *b*, cu întreruptoarele I_1 şi B_1 deschise, se fixează tranzistorul în clemele *b*, *e*, *c*, după care se închide întreruptorul I_1. Cu po-

tenţiometrul P_1 se stabileşte nulul instrumentului; în acest timp, are loc stabilirea punctului de funcţionare la $U_C = -4{,}5$ V şi $I_E = 1$ mA. Se apasă apoi pe butonul B_1, aplicîndu-se în acest fel o creştere a curentului bazei de 10 μA.

Instrumentul va indica o creştere ΔI_C proporţională cu amplificarea β. Instrumentul se etalonează direct în valori β. Deviaţia de 1 mA corespunde unei amplificări $\beta = 100$, iar deviaţia peste limită semnalizează $\beta > 100$, valoare care poate fi citită dacă instrumentul se şuntează cu o rezistenţă egală cu rezistenţa interioară a instrumentului.

Pe acelaşi principiu funcţionează şi aparatul pentru determinarea parametrilor I_{CEO} şi β, a cărui schemă [2] este prezentată în fig. 14.13. Tensiunea de încercare se stabileşte la 5 V. Cu întreruptorul I_1 deschis se citeşte I_{CEO}. Cu I_1 închis se reglează cu potenţiometrul R_1 curentul I_C pînă la valoarea de 1 mA. Creşterea $\Delta I_B = 10$ μA se aplică prin rezistenţa R_2, apăsînd butonul B_2. Scara instrumentului este etalonată direct în β, începînd de la indicaţia de 1 mA. Domeniul de măsurare: $\beta = 10 \ldots 300$. Schema poate fi adaptată la măsurarea tranzistoarelor de putere mai mare de 0,2; 1; sau 10 W; în acest scop, se dimensionează corespunzător potenţiometrele P_1 şi P_2 şi se şuntează instrumentul de măsurat de 10 respectiv 100 sau 1 000 ori.

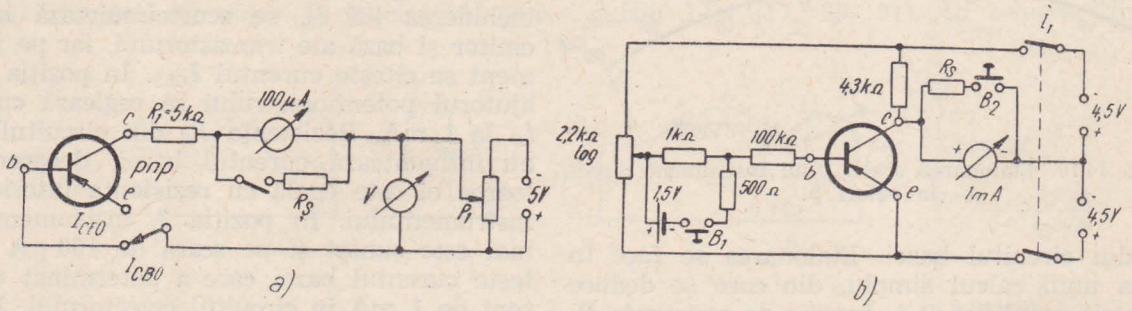


Fig. 14.12. Aparate simple pentru măsurarea tranzistoarelor:
a — măsurarea curenţilor reziduali I_{CBO} şi I_{CEO}; *b* — măsurarea factorului de amplificare.

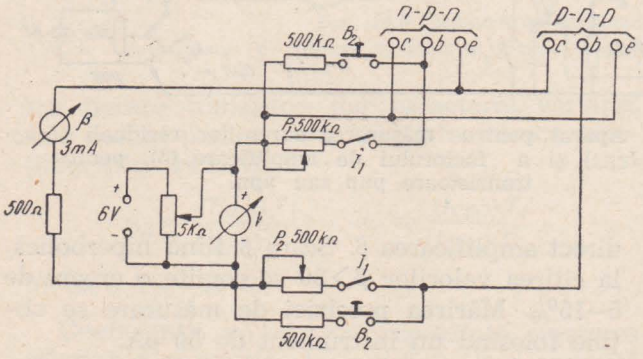


Fig. 14.13. Aparat pentru măsurarea curentului rezidual I_{CEO} şi a factorului de amplificare.

Pentru oricare din cele trei scheme de conectare ale tranzistoarelor, dependenţa între tensiunile şi curenţii de intrare şi ieşire poate fi reprezentată grafic de minimum două familii de caracteristici, restul caracteristicilor putînd fi deduse din aceste două familii pe baza relaţiilor cunoscute

$$i_C + i_E + i_B = 0; \qquad u_C + u_E + u_B = 0.$$

Pentru reprezentarea grafică, unele mărimi sînt considerate variabile dependente şi apar în ordonată, iar altele sînt luate ca variabile independente şi apar în abscisă.

Paralel cu evoluţia tehnicii tranzistoarelor, s-au dezvoltat cele trei sisteme de parametri, *z*, *y* şi *h*, iar caracteristicile statice permit determinarea parametrilor pe cale grafică. În acest sens, se poate vorbi, de exemplu, despre caracteristicile statice pentru parametrii „*y*" în care curenţii i_E şi i_B sînt consideraţi variabile dependente, iar tensiunile u_C şi u_{BE}, variabile independente sau de comandă; tot în acest sens, în caracteristicile statice pentru parametrii *h*, tensiunea u_C şi curentul i_B sînt luate ca variabile independente (apar întotdeauna în abscisă) iar curentul i_C şi tensiunea u_{BE} ca variabile dependente.

Există un număr mare de diferite caracteristici statice atît din punct de vedere al parametrilor pentru care sînt destinate cît şi după schema de conectare în care au fost ridicate.

Ridicarea caracteristicilor statice

Arhiva digitala SaDAng

În mod curent în literatura tehnică apar caracteristicile ridicate în schemele *BC* şi *EC* [24, 1, 28, 30].

Caracteristicile statice pentru schema BC. Funcţionarea concretă a tranzistoarelor în această schemă este reprezentată în fig. 14.14, *a*, iar schema cu ajutorul căreia se ridică toate caracteristicile statice *BC*, în fig. 14.14, *b*.

În fig. 14.15 sînt arătate caracteristicile statice [13] ale unui tranzistor *pnp* de 25 mW ridicate cu ajutorul schemei din fig. 14.14, *b*. În cadranul *I* este familia de caracteristici

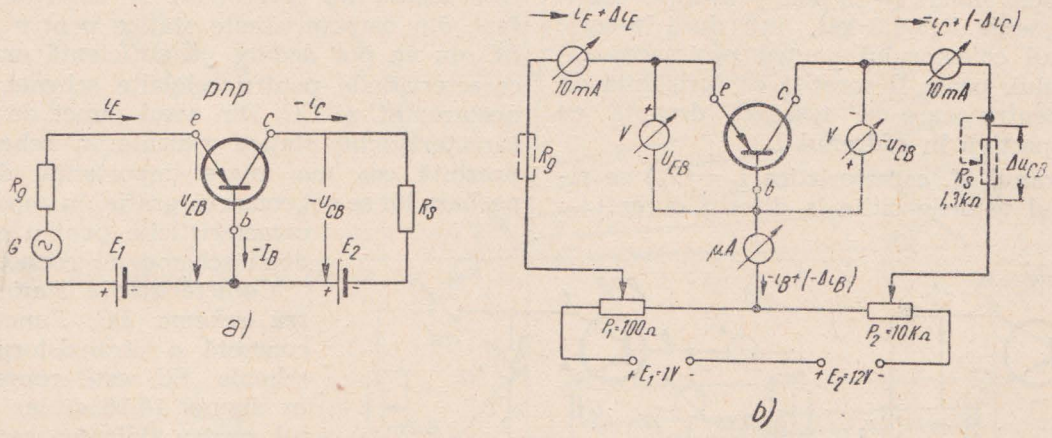


Fig. 14.14. Ridicarea caracteristicilor statice ale unui tranzistor *pnp* în montaj *BC*.
a — sensurile tensiunilor şi curenţilor; *b* — schema montajului.

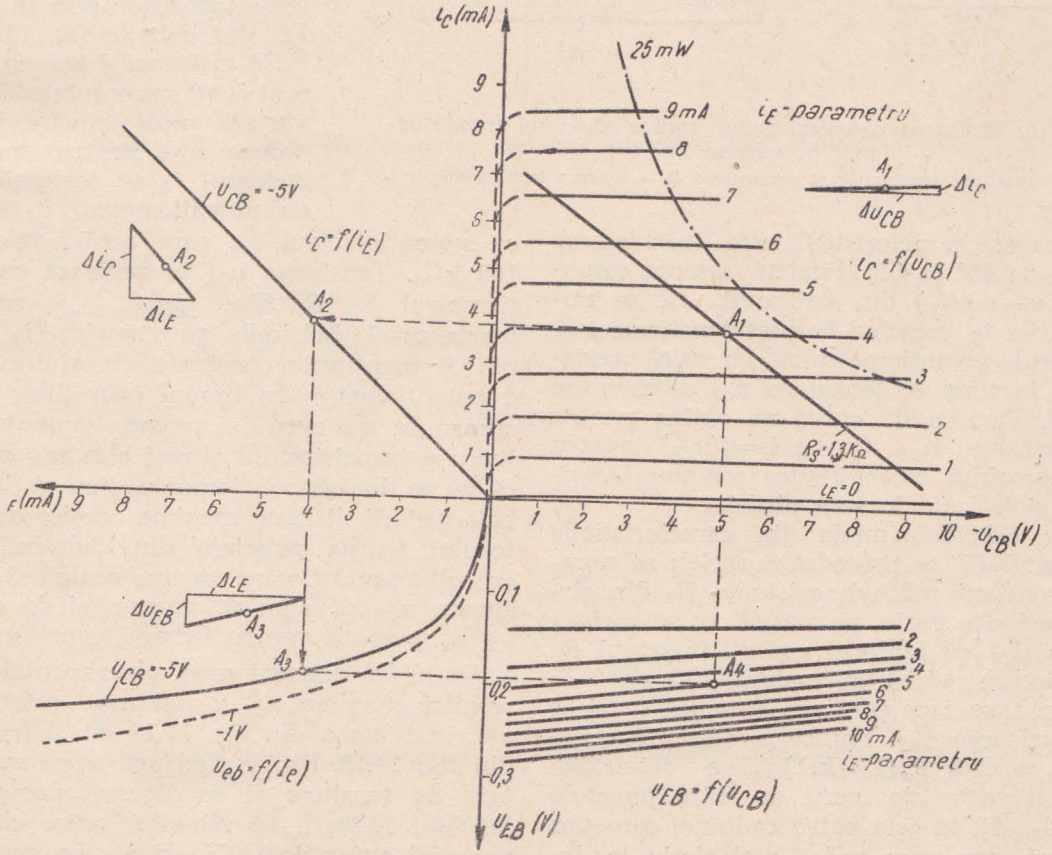


Fig. 14.15. Caracteristicile statice ale unui tranzistor *pnp* în schema *BC*.

$i_C = f(u_{CB})$ ridicate pentru diferite valori ale parametrului i_E. Se observă că la curentul $i_E = 0$, există un curent mic în circuitul colectorului, care este tocmai curentul rezidual I_{CBO}, iar curba $i_C = f(u_{CB})$ la $i_E = 0$ este caracteristica de diodă a joncțiunii colector-bază, polarizată în sens invers (– la p și + la n). O eventuală rezistență $R_s = 1{,}3$ kΩ, introdusă în serie în circuitul colectorului pentru protejarea instrumentului, poate fi socotită ca rezistență de sarcină pentru care se trasează dreapta cu panta respectivă în cadranul *I*.

În cadranul *II*, caracteristica $i_C = f(i_E)$ se ridică notînd valorile citite la diferiți curenți i_E.

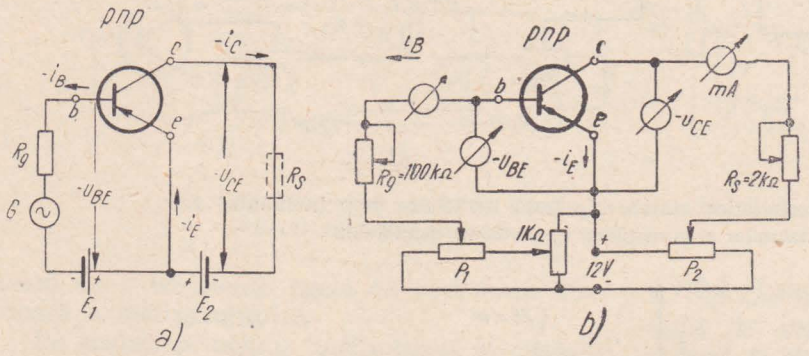


Fig. 14.16. Ridicarea caracteristicilor statice ale unui tranzistor *pnp* în schema *EC*:
a — sensurile tensiunilor și curenților; *b* — schema montajului.

Înclinarea caracteristicii este întotdeauna mai mică de 45° ($\alpha < 1$). Pentru trasarea caracteristicii $u_{EB} = f(i_E)$ din cadranul *III* se notează citirile i_E crescînd treptat tensiunea u_{BE} cu ajutorul potențiometrului de mică rezistență R_1, în timp ce tensiunea u_{CB} se menține constantă. Familia de curbe se obține pentru diferite tensiuni u_{CB}. Curba $i_E = f(u_{EB})$ pentru $u_C = 0$ reprezintă caracteristica joncțiunii emitor-bază, polarizată în sens direct.

Pentru ridicarea uneia din caracteristicile din cadranul *IV* se procedează astfel: se menține i_E constant mărind rezistența R_g din circuitul bazei cîte puțin, pe măsură ce se variază tensiunea u_{CB} cu ajutorul potențiometrului P_2. Pentru fiecare mărire a tensiunii u_{CB} cu 2 V, de exemplu, se face constant curentul i_E și se notează valoarea u_{BE}. Pentru o anumită rezistență de sarcină R_s(1,3 kΩ), care determină un anumit regim de lucru, se obțin punctele A_1, A_2, A_3, A_4, în cele patru cadrane, care vor servi după cum vom vedea mai tîrziu la determinarea parametrilor h pe cale grafică.

Din caracteristicile statice pentru schema *BC* se obțin curenții i_C și i_E, iar i_B se calculează; de asemenea, se obțin tensiunile u_{EB} și u_{CB}, iar u_{EC} se calculează. Dată fiind valoarea foarte mică a curentului i_B față de i_E și a tensiunii u_{EB} față de u_{CB}, determinarea lor grafică este legată de erori mari și datorită acestui fapt din caracteristicile statice pentru schema *BC* nu se pot deduce cu suficientă exactitate caracteristicile pentru celelalte scheme de conectare: *EC* și *CC*. Din acest punct de vedere, caracteristicile statice ridicate în schema *EC* prezintă cea mai mare importanță, deoarece pe baza lor se pot construi grafic, în mod exact, caracteristicile pentru celelalte două scheme de conectare.

Caracteristicile statice pentru schema EC. Funcționarea concretă a tranzistorului în schema *EC* este reprezentată în figura 14.16, *a*, iar montajul pentru ridicarea caracteristicilor statice în fig. 14.16, *b*.

Caracteristicile statice ale unui tranzistor *pnp* în schema *EC* sînt date în fig. 14.17 [13].

În cadranul *I* pentru un curent $i_B = 0$, curentul rezidual I_{CEO} variază mult funcție de tensiunea u_{CE}. Pentru măsurări, curentul i_B se reglează „brut" cu potențiometrul R_1 și „fin" cu potențiometrul R_g care are o valoare de 100 kΩ. Tensiunea u_{CE} se reglează cu potențiometrul R_2, R_s fiind reglat la o rezistență foarte mică. Mărimile parametrice (i_B și u_{CE}) pot fi menținute constante cu ajutorul celor 5 potențiometre. În timpul operațiilor de măsurare se va avea în vedere temperatura de lucru a tranzistorului și mai ales se va urmări să nu se depășească domeniul limitat de hiperbola puterii disipate maxime admise a tranzistorului (curba punctată din cadranul *I*). În cursul măsurărilor se va ține seamă și de tensiunea $u_{CE\,max}$ admisă, precum și de curentul $i_{CE\,max}$ prescris pentru fiecare tranzistor.

De altfel, determinarea experimentală a tensiunilor maxime u_{CE}, u_{CB} și u_{BE} este posibilă atît în schema din fig. 14.14 cît și în schema din fig. 14.16, dacă se adaugă surse suplimentare de tensiune și se observă domeniul de tensiuni la care se schimbă brusc caracterul variației curenților i_C, i_B și i_E. La aceste tensiuni începe străpungerea prin avalanșă a

Arhiva digitala SaDAng

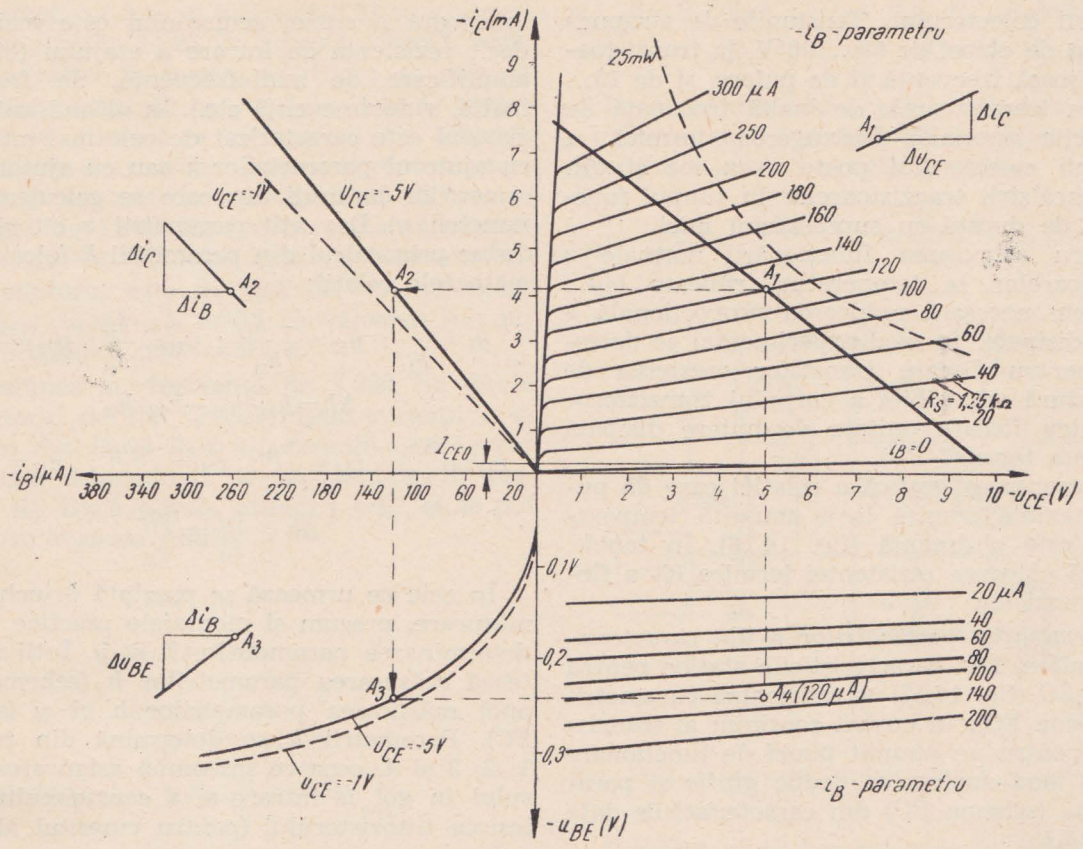


Fig. 14.17. Caracteristicile statice ale unui tranzistor *pnp* în schema EC.

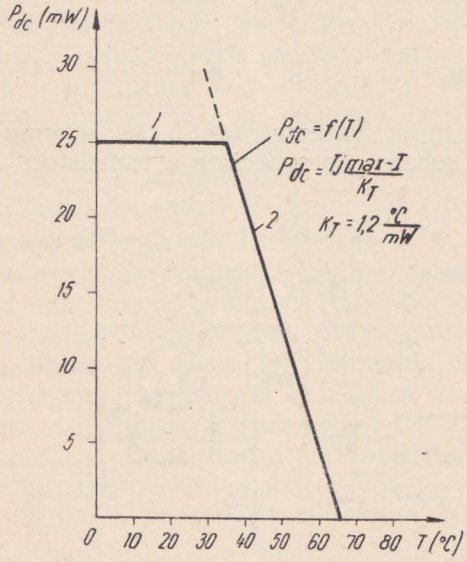


Fig. 14.18. Variația puterii disipate admisibile cu temperatura:

1) $P_{dc} = P_{dc\,max} = 25$ mW; 2) $P_{dc} = \frac{T_{j\,max} - T}{k_T}$, în care $T_{j\,max} = 65°C$ pentru germaniu și $T_{j\,max} = 125°C$ pentru siliciu; $k_T = 1{,}2°C/mW$.

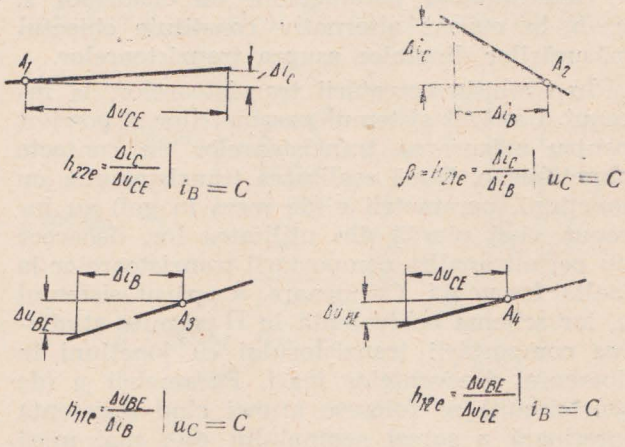


Fig. 14.19. Determinarea grafică a parametrilor hibrizi (pentru schema EC).

joncțiunii colectorului. Tensiunile de străpungere sînt de obicei de 60...100 V, la tranzistoarele de joasă frecvență și de putere, și de 13... 30 V, la tranzistoarele de înaltă frecvență de construcție specială. Distrugerea termică a joncțiunii colectorului poate avea loc și din cauza încălzirii tranzistoarelor în timpul funcționării de durată cu suprasarcini mici.

Pentru asigurarea funcționării normale a tranzistoarelor la temperaturi ridicate (40... 70°C) este necesară reducerea proporțională a puterii disipate. În mod experimental se determină pentru fiecare tranzistor creșterea de temperatură admisibilă a corpului tranzistorului pentru fiecare unitate de putere disipată (rezistența termică K_T).

Reprezentarea grafică a relației care dă puterea maximă admisă la o anumită temperatură T este o dreaptă (fig. 14.18). În tabele, se indică valoarea rezistenței termice K_T a fiecărui tranzistor.

Determinarea parametrilor h din caracteristicile statice. Din caracteristicile statice pentru schema *EC* (fig. 14.17) se determină parametrii h_e (schema *EC*), în curent continuu ai tranzistorului pentru un anumit punct de funcționare (A_1). În mod analog, se deduc grafic și parametrii h_b (schema *BC*) din caracteristicile date în fig. 14.15.

b. Măsurări dinamice

Determinarea parametrilor de cuadripol z, y, h în curent alternativ constituie obiectul măsurărilor dinamice asupra tranzistoarelor.

În evoluția cercetării tranzistoarelor, la început a apărut sistemul parametrilor z, potrivit pentru măsurarea tranzistoarelor cu contacte punctiforme. După realizarea tranzistoarelor cu joncțiuni, parametrii z (de mers în gol) au început să-și piardă din utilitatea lor, deoarece nu permit analiza comportării tranzistoarelor la înaltă frecvență. Ca urmare, a apărut sistemul y, iar schema echivalentă în Π permite studierea comportării tranzistorului cu joncțiuni în domeniul frecvențelor mari. Parametrii y (de scurtcircuit) se folosesc atunci cînd rezistența interioară a sursei semnalului este mai mică sau comparabilă cu rezistența de intrare a tranzistorului (cazul oscilatoarelor în general și al etajelor de amplificare cu circuite acordate).

Parametrii hibrizi h sînt favorabili cercetării directe a proprietăților tranzistorului și se folosesc la calculul schemelor în care rezistența interioară a sursei semnalului este mai mare decît rezistența de intrare a etajului (etaje de amplificare de audiofrecvență, de frecvență înaltă, videofrecvență etc.). În ultimii ani, tranzistorul este caracterizat de cele mai multe ori cu ajutorul parametrilor h sau cu ajutorul parametrilor naturali din care se calculează parametrii y. Dar atît parametrii z cît și y se deduc prin calcul din parametrii h folosind următoarele relații:

$$y_1 = \frac{1}{h_{11}}; \quad y_{12} = \frac{-h_{12}}{h_{11}}; \quad y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}; \quad y_{22} = \frac{\Delta h}{h_{11}};$$

$$\Delta h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21};$$

$$z_{11} = \frac{\Delta h}{h_{22}}; \quad z_{12} = \frac{h_{12}}{h_{22}}; \quad z_{21} = \frac{-h_{21}}{h_{22}}; \quad z_{22} = \frac{1}{h_{22}};$$

$$\Delta h = \frac{z_{11}}{z_{22}} = \frac{y_{22}}{y_{11}}.$$

În cele ce urmează se prezintă principiul de măsurare, precum și montajele practice pentru determinarea parametrilor h și y. Întîi se tratează măsurarea parametrilor h (schema *BC*), apoi măsurarea parametrilor h și y (schema *EC*). Parametrii h se determină din relațiile 1, 2, 3 și 4, ceea ce înseamnă asigurarea mersului în gol la intrare și a scurtcircuitului la ieșirea tranzistorului (pentru curentul alternativ);

$$h_{11} = \left.\frac{u_1}{i_1}\right|_{u_2=0} (1), \qquad h_{12} = \left.\frac{u_1}{u_2}\right|_{i_1=0} (2),$$

$$h_{21} = \left.\frac{i_2}{i_1}\right|_{u_2=0} (3), \qquad h_{22} = \left.\frac{i_2}{u_2}\right|_{i_1=0} (4).$$

Măsurarea parametrilor h în schema BC. Pentru schema de conectare a tranzistorului cu

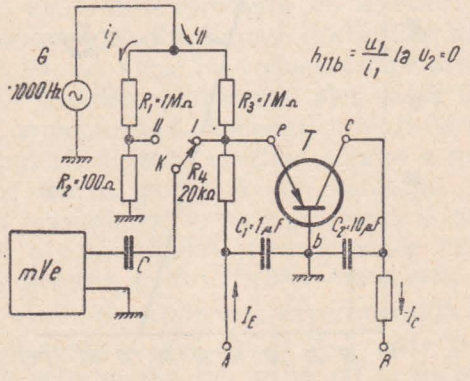


Fig. 14.20. Măsurarea parametrului h_{11b} (schema *BC*).

baza la masă parametrii se notează cu litera h cu indice b, iar pentru schema de conectare cu emitorul la masă parametrii se notează cu

Arhiva digitala SaDAng

h_e. Parametrul h_{11b} se măsoară [19] cu ajutorul schemei din fig. 14.20. În această schemă, regimul de lucru în curent continuu se asigură prin alimentarea de la punctele A și B, dispozitivul de alimentare nefigurînd în schemă. Regimul de scurtcircuit pentru curentul alternativ este asigurat de condensatorul C_2 care la frecvența de 1 000 Hz are o reactanță capacitivă de 15—16 Ω. Rezistența R_4 care alimentează emitorul este de zeci de ori mai mare decît h_{11b} ($R_4 \gg h_{11b}$), astfel că valoarea h_{11b} nu este influențată prin șuntare.

Tensiunea cu frecvența de 1 000 Hz de la generatorul de ton G determină curenții i_I și i_{II}. Cum $R_4 \gg R_2$ și $R_3 \gg h_{11b}$ curenții i_I și i_{II} vor fi practic determinați de rezistențele R_1 respectiv R_3. Dacă $R_1 = R_3$, atunci $i_I = i_{II}$, și se pot scrie următoarele relații:

$$u_I = i_I \cdot h_{11b};$$

$$u_{II} = i_{II} \cdot R_2.$$

Dacă $i_{II} = i_I$, atunci $\frac{u_I}{u_{II}} = \frac{h_{11b}}{R_2}$.

Se deduce: $h_{11b} = R_2 \frac{u_I}{u_{II}} = 100 \cdot \frac{u_I}{u_{II}}$.

Pentru efectuarea celor arătate mai sus, voltmetrul electronic *Ve* poate fi comutat pentru măsurarea căderii de tensiune u_I de pe rezistența R_2, fie căderea de tensiune u_{II} pe impedanța de intrare h_{11b}. Rezultă că pentru a măsura valoarea h_{11b} se compară căderile de tensiune u_I și u_{II} cu ajutorul comutatorului K. De altfel, toți parametrii h vor fi determinați prin măsurarea căderilor de tensiune pe rezistențe etalon cum este în acest caz R_2.

Măsurarea parametrului h_{21b} (α). Acest parametru are practic valoarea 0,9—0,99 și dacă s-ar măsura direct, eroarea de măsurare ar fi inadmisibilă. De aceea, se măsoară valoarea $1-\alpha$. Schema de măsurare se bazează de asemenea pe compararea a două căderi de tensiune: una produsă de curentul de intrare i_1, care curge în circuitul emitorului, și una produsă de curentul bazei, pe o rezistență etalon $R_5 = 1$ kΩ $\pm 1\%$. Cum, $h_{21b} = \frac{i_2}{i_1}$ pentru $u_2 = 0$, în cazul de față vom măsura: $h_{21b} = \frac{i_B}{i_E} - 1$. Schema de măsurare este prezentată în fig. 14.21. Și pentru această schemă, în analogie cu prima schemă, $R_1 = R_3$, deci $i_I = i_{II}$; $R_1 \gg R_2$; $R_3 \gg h_{11b}$; $i_1 = i_E$; $u_I = i_B R_5$; $i_B = \frac{u_I}{R_5}$; $u_{II} = i_E \cdot R_2$; $i_E = \frac{u_{II}}{R_2}$.

Deoarece curentul i_B este foarte mic, s-a ales o valoare mare a rezistenței R_5. Valoarea parametrului h_{21b} este astfel:

$$h_{21} = \frac{i_B}{i_E} - 1 = \frac{u_I / R_5}{u_{II} / R_2} - 1 = \frac{u_I \cdot R_2}{u_{II} \cdot R_5} - 1 = 0{,}1 \frac{u_I}{u_{II}} - 1.$$

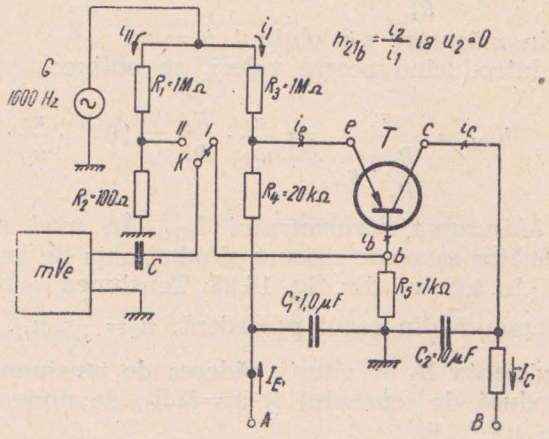


Fig. 14.21. Măsurarea parametrului h_{21b} (schema *BC*).

Parametrul h_{12b} se măsoară cu montajul din fig. 14.22.

Aici tensiunea u_1 se măsoară între emitorul și baza tranzistorului. Tensiunea u_2 a generatorului de ton se aplică ieșirii tranzistorului prin transformatorul *Tr* cu raportul de transformare 1 : 1. Mersul în gol la intrare se realizează cu ajutorul circuitului oscilant *LC*, acordat pe frecvența de 1 kHz a generatorului de

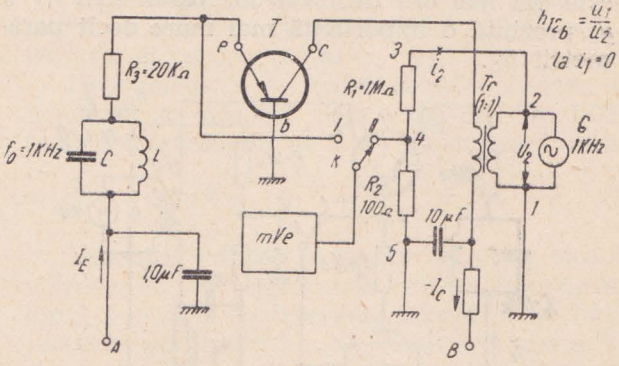


Fig. 14.22. Măsurarea parametrului h_{12b} (schema *BC*).

ton. Pentru circuitul *1–2–3–4–5* se poate scrie relaţia

$$i_2 = \frac{u_2}{R + R_2} = \frac{u_{II}}{R_2};$$

cum însă $R_1 \gg R_2$,

rezultă că $i_2 = \frac{u_2}{R_1} = \frac{u_{II}}{R_2}$;

deci, $u_2 = \frac{R_1}{R_2} u_{II}$.

Prin măsurare s-a obţinut $u_1 = u_I$.

Introducînd aceste valori, se obţine:

$$h_{12b} = \frac{u_I}{\frac{R_1}{R_2} \cdot u_{II}} = \frac{u_I}{u_{II}} \cdot \frac{R_2}{R_1} = 10^{-4} \cdot \frac{u_I}{u_{II}}.$$

Măsurarea parametrului h_{22b}. În mod asemănător se poate măsura şi admitanţa de ieşire h_{22b} în schema din fig. 14.23. Tensiunea u_2 este cunoscută din cazul precedent: $u_2 = \frac{R_1}{R_2} \cdot u_{II}$. Pe rezistenţa R_3 se citeşte căderea de tensiune u_I, produsă de curentul $i_2 \cdot u_I = i_2 R_3$, de unde rezultă $i_2 = \frac{u_I}{R_3}$.

După ce s-au aflat cele două mărimi necesare se obţine:

$$h_{22b} = \frac{\frac{u_I}{R_3}}{\frac{R_1}{R_2} \cdot u_{II}} = \frac{u_I \cdot R_2}{u_{II} \cdot R_3 \cdot R_1} = \frac{u_I}{u_{II}} \cdot 10^{-6}.$$

Măsurarea parametrilor h_e *şi* y_e. Schema de conectare a tranzistorului cu emitorul la masă este cea mai des utilizată, iar parametrii h_e şi y_e prezintă o importanţă mai mare decît parametrii h_b.

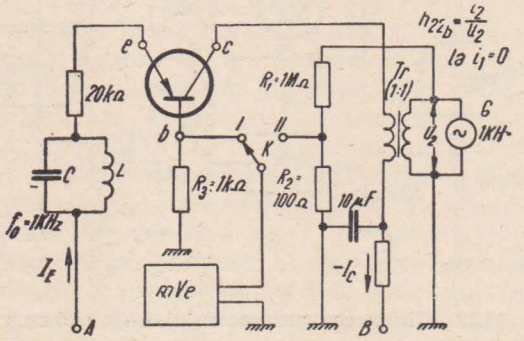


Fig. 14.23. Măsurarea parametrului h_{22b} (schema *BC*).

Este importantă măsurarea acestor parametri la frecvenţe înalte, pentru a stabili variaţia lor cu frecvenţa. Pentru măsurările la frecvenţa de 1 000 Hz este necesar un minim de aparate: un generator de ton, un voltmetru electronic de curent alternativ cu domeniul de măsurare 10 mV, un miliampermetru de curent continuu

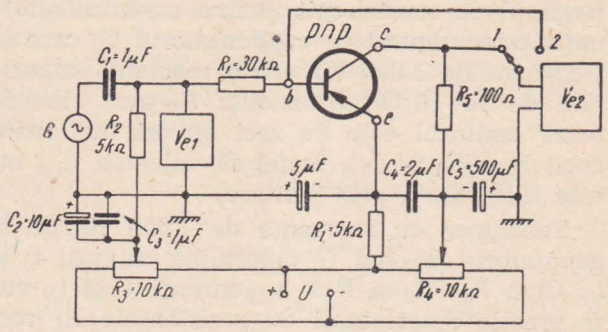


Fig. 14.24. Măsurarea parametrilor h_{11e}, h_{21e}, y_{11e}, y_{21e}, f_β şi f_{β_0} (schema *EC*).

pentru 1–10 mA şi eventual un voltmetru de curent continuu cu rezistenţa interioară mare (20–50 kΩ/V). Pentru măsurările la frecvenţe înalte (1–5 MHz) este necesar şi un generator de semnale sinusoidale cu tensiunea de ieşire de 1 mV–1 V şi cu rezistenţa de ieşire de 200–10 000 Ω.

Măsurarea parametrilor h_{11e}, h_{21e} $i = \beta$, y_{11e}, y_{21e} şi a frecvenţei f_β atît la joasă frecvenţă (300–1 000 Hz), cît şi la înaltă frecvenţă (2...8 MHz) este posibilă cu aparatul a cărui schemă este prezentată în fig. 14.24 [23].

Punctul de funcţionare al tranzistorului în c.c. se fixează cu ajutorul potenţiometrelor R_3 şi R_4. Curentul emitorului se stabileşte cu R_3, măsurîndu-l cu un miliampermetru legat direct în circuitul emitorului. Curentul bazei (componenta continuă) este determinat de rezistenţa R_1, care se alege astfel ca să fie de 30–50 ori mai mare decît impedanţa de intrare a tranzistorului ($R_1 = 30...50$ kΩ la $f = 1\,000$ Hz şi 5...10 kΩ la $f = 2...8$ MHz). Pe această rezistenţă se va măsura şi căderea de tensiune produsă de componenta alternativă i_1 a curentului bazei, astfel că practic pentru o tensiune u_g a generatorului de ton sau de semnal, măsurată cu voltmetrul electronic de curent alternativ Ve_1, curentul i_1 va fi $i_1 = \frac{u_g}{R_1}$.

Regimul de scurtcircuit în curent alternativ la ieşire este realizat prin rezistenţa R_5 care este de sute de ori mai mică decît impedanţa de ieşire a tranzistorului. Pe această rezistenţă se va măsura cu Ve_2 căderea de tensiune pro-

Arhiva digitala SaDAng

dusă de curentul alternativ i_2 al colectorului $i_2 = \frac{u_2}{R_5}$. Pentru deblocare servesc perechile de condensatoare C_2–C_3 și C_4–C_5 (valorile mai mari pentru audiofrecvență iar valorile mai mici pentru radiofrecvență).

Pentru măsurarea *celorlalți parametri* se va proceda după cum urmează.

Parametrii y_{11e} *și* h_{11e}. Se aplică la intrare tensiunea u_g, iar cu voltmetrul electronic Ve_2 (comutat pe poziția 2) se măsoară tensiunea alternativă u_1 între bază și emitor. Curentul alternativ din circuitul bazei i_1 se determină așa cum s-a mai arătat: $i_1 = \frac{u_g}{R_1}$.

Valoarea parametrilor este:

$$y_{11e} = \frac{i_1}{u_1} = \frac{u_g}{R_1 \cdot u_1} = \frac{u_g}{u_1} \cdot 3 \cdot 10^{-4}\ [\Omega^{-1}],$$

$$h_{11e} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{u_1 R_1}{u_g} \cdot 3 \cdot 10^4\ \Omega.$$

Dacă parametrul h_{11e} se măsoară la frecvențe apropiate de f_α, se obține valoarea rezistenței extrinseci a bazei ($r_{b'b}$), care caracterizează comportarea tranzistorului la înaltă frecvență. La această măsurare se vor deconecta condensatoarele electrolitice C_2 și C_5, iar rezistența R_1 va trebui să fie de 5...10 kΩ.

Parametrul h_{21e} (β). Se aplică generatorul de ton cu un semnal cu frecvența de 1 kHz. Cu voltmetrul electronic Ve_2 se măsoară căderea de tensiune pe R_5 de unde rezultă $i_2 = u_2/R_5$. Cu voltmetrul electronic Ve_1 se măsoară u_g, din care se calculează $i_1 = u_g/R_1$; cu aceasta se determină amplificarea de curent, după cum urmează:

$$h_{21e} = \frac{i_2}{i_1} = \frac{u_2}{u_g} \cdot \frac{R_1}{R_5} = \frac{u_2}{u_g} \cdot 3 \cdot 10^2\ \beta\,(1\ \text{kHz}) = \beta_0.$$

Frecvența limită f_β este acea frecvență la care β scade cu 3 dB (la 0,707) din valoarea măsurată la $f = 1\,000$ Hz. Se menține constantă tensiunea semnalului u_g, mărind frecvența treptat pînă cînd tensiunea u_2 scade la 70% din valoarea tensiunii u_2 măsurată la 1 000 Hz.

Parametrul y_{21e}. Este necesară măsurarea tensiunilor u_1 cu voltmetrul electronic Ve_2 în poziția 2 și a tensiunii u_2 cu voltmetrul electronic Ve_2 în poziția 1.

Se obțin

$$y_{21e} = \frac{i_2}{u_1} = \frac{u_2}{R_5 \cdot u_1}, \text{ unde } u_1 = \Delta u_\sim \cdot R_1.$$

Parametrul h_{22e} poate fi măsurat cu schema din fig. 14.25 [23]. Regimul de curent continuu se stabilește cu potențiometrele P_3 și P_4, iar mersul în gol la intrare se asigură prin rezistența R_1 care este de zeci de ori mai mare decît h_{11e}. Generatorul este conectat paralel pe rezistența R_6 din circuitul emitorului. Real-

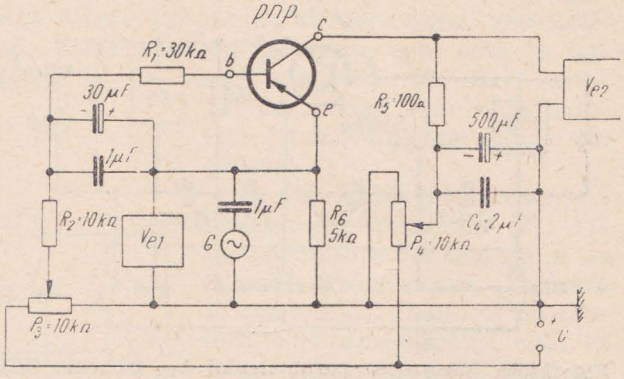


Fig. 14.25. Măsurarea parametrului h_{22e} (schema *EC*).

mente, semnalul este aplicat nemijlocit între colector și emitor, deci la ieșire. Cu voltmetrul electronic Ve_1 se măsoară tensiunea u_g aplicată ieșirii, iar cu voltmetrul electronic Ve_2, căderea de tensiune pe R_5 $\left(\text{curentul } i_2 = \frac{u_2}{R_5}\right)$.

Condensatoarele C_2 (30 μF și C_3 (1 μF) sînt puse pentru ca între bază și emitor să nu se aplice vreo tensiune alternativă, iar C_4 (2 μF) și C_5 (500 μF) sînt condensatoare de deblocare și scurtcircuitare a ieșirii.

Astfel:

$$h_{22e} = \frac{i_2}{u_2} = \frac{u_2}{R_5 \cdot u_g} = \frac{u_2}{u_g} \cdot 10^{-2}\ \mu\text{S}.$$

Cu această schemă se măsoară admitanța de ieșire h_{22e}, atît la frecvența de 1 000 Hz cît și variația ei cu frecvența.

Parametrul h_{12e} (coeficientul reacției de tensiune) se măsoară cu schema din fig. 14.26. Cele două tensiuni u_2 și u_1 se măsoară direct astfel că: $\mu = h_{12e} = \frac{u_2}{u_1} = \frac{u_g}{u_1}$.

Semnalul aplicat la ieșire este de ordinul voltilor, iar cel măsurat la intrare este de ordinul 3–6 mV. La frecvența nominală de 1 kHz valoarea parametrului h_{12e} este deja mare. De aceea, uneori în practică se întrebuințează parametrii μ_0, măsurați la 100 Hz și $f_{\mu 0}$ care este frecvența la care $\mu = \sqrt{2} \cdot \mu_0$ (+3 dB). Această frecvență (3...5 kHz) poate fi măsurată menținînd constantă tensiunea u_2 și variind frecvența pînă cînd tensiunea u_1 crește cu 40%

față de valoarea înregistrată la frecvența de 100 Hz.

Parametrul y_{22e} se măsoară cu intrarea în scurtcircuit asigurată în schema din fig. 14.26 de condensatoarele C_2 și C_3. Semnalul se apli-

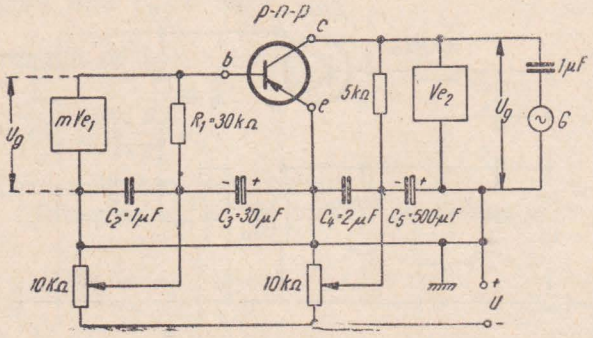


Fig. 14.26. Măsurarea parametrului h_{12e} (schema *EC*).

că între colector și emitor ca și în fig. 14.25. Curentul de ieșire se determină din căderea de tensiune u_2 pe R_5, măsurată cu voltmetrul electronic Ve_2.

Astfel

$$y_{22e} = \frac{u_2}{R_5 \cdot u_g}; \quad u_2 = u_g; \quad i_2 = \frac{u_2}{R_5}.$$

Tensiunea de ieșire se consideră tensiunea generatorului de ton.

Măsurarea directă a parametrului y_{12e} (fig. 13.27) este deosebit de dificilă, dar el poate fi calculat din parametrii h_e cu relația

$$y_{12e} = -\frac{h_{12e}}{h_{11e}} = -\mu \cdot y_{11e}.$$

Unitățile de măsură și ordinul de mărire al parametrilor h_b și h_e sînt date în tabela 14.1.

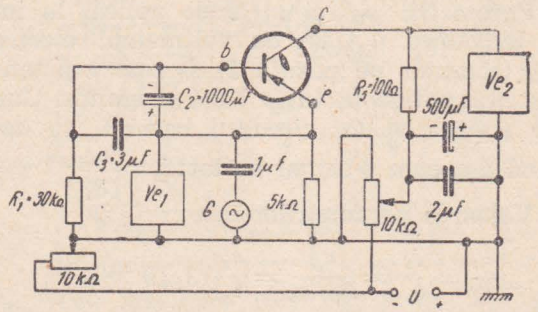


Fig. 14.27. Măsurarea parametrului y_{22e} (schema *EC*).

Alte măsurări dinamice asupra tranzistoarelor

Frecvența limită f_α. Acest parametru caracteristic fiecărui tranzistor se poate măsura fie cu schemele din fig. 14.21 și 14.24 (pentru schemele de conectare *BC*, respectiv *EC*), fie cu schema din fig. 14.28 [11]. Aici, tranzistorul este conectat în schema *BC*. Se execută două măsurări cu aceeași tensiune la intrare: prima la frecvența de 1 000 Hz, iar a doua la înaltă frecvență, mărind treptat frec-

Tabela 14.1

Parametrii h_b și h_e și ordinul lor de mărime

Indicativul	h_{11}	h_{12}	$-h_{21}$	h_{22}	h_{11e}	h_{12e}	h_{21e}	h_{22e}	f_α	$P_{dc\ max}$
	Ω	—	—	μS	Ω	—	—	μS	MHz	mW
П1Г				2	1 200	$12 \cdot 10^{-4}$	24	50	0,1	50
OC71					850	$7 \cdot 10^{-4}$	50	91	0,3	25
OC812	150	$10 \cdot 10^{-4}$	0,97	1,6	4 900	$20 \cdot 10^{-4}$	32	20	0,3	25
OC604S					4 000	$14 \cdot 10^{-4}$	99	38	0,7	100
П13А	50	$6 \cdot 10^{-4}$	0,97	1,8			32		0,5	150
П403			0,97	4,5					120	50

Arhiva digitala SaDAng

venţa pînă cînd se înregistrează valoarea $\alpha = 0{,}707\ \alpha_0$, practic cînd $u_2 = 0{,}7\ u_{20}$.

În acest caz, amplificarea de curent este

$$\alpha = \frac{i_2}{i_1} = \frac{u_2 \cdot R_1}{u_g \cdot R_2} = 50 \cdot \frac{u_2}{u_g}.$$

Frecvenţa maximă de oscilaţie — $f_{max\ osc}$. Tranzistorul cercetat, se încearcă în montajul unui oscilator de înaltă frecvenţă cu reacţie

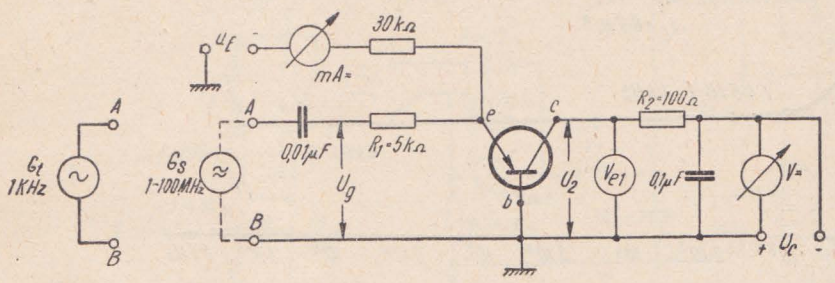


Fig. 14.28. Măsurarea frecvenţei f_α.

inductivă sau capacitivă. Prin variaţia capacităţii C a circuitului oscilant se măreşte treptat frecvenţa.

Amplitudinea oscilaţiei este urmărită fie cu un microampermetru (după detecţie), fie cu ajutorul unui undametru de absorbţie. Pentru a uşura urmărirea frecvenţei maxime de oscilaţie semnalul de înaltă frecvenţă poate fi modulat cu o frecvenţă de 800—1 000 Hz. Schemele practice a două oscilatoare pilot sînt prezentate în fig. 14.29.

Frecvenţa maximă de oscilaţie $f_{max\ osc}$ este deobicei de 2—3 ori mai mare decît frecvenţa limită f_α.

Factorul de zgomot F reprezintă raportul (în dB) dintre zgomotul real la ieşirea unui tranzistor şi zgomotul la ieşirea unui tranzistor ideal. Măsurarea, însă, se referă la puterea zgomotului pe rezistenţa de sarcină a unui etaj cu tranzistor raportată la zgomotul termic al rezistenţei interne a sursei semnalului într-o anumită bandă de frecvenţe. Factorul de zgomot creşte pronunţat cu tensiunea colectorului. Variaţia sa cu frecvenţa este dată în fig. 14.30. La frecvenţe joase (50...500 Hz), factorul de zgomot este mare datorită zgomotului de difuzie în emitor.

În fig. 14.31 este prezentată schema de principiu [21, 11] pentru măsurarea factorului de zgomot. Tranzistorul lucrează în schema *EC* (factorul de zgomot este aproximativ egal în toate schemele de conectare). Măsurarea se bazează pe compararea zgomotului tranzistorului cu zgomotul generatorului calibrat de rezistenţa interioară $R_g = 600\ \Omega$ şi se face în felul următor: intrarea tranzistorului se scurtcircuitează pe rezistenţa R_1 punînd întreruptorul I în poziţia *1* şi în această situaţie se citeşte pe instrumentul indicator puterea zgomotului din rezistenţa de sarcină R_s; se trece comutatorul K în poziţia *2*, aplicîndu-se

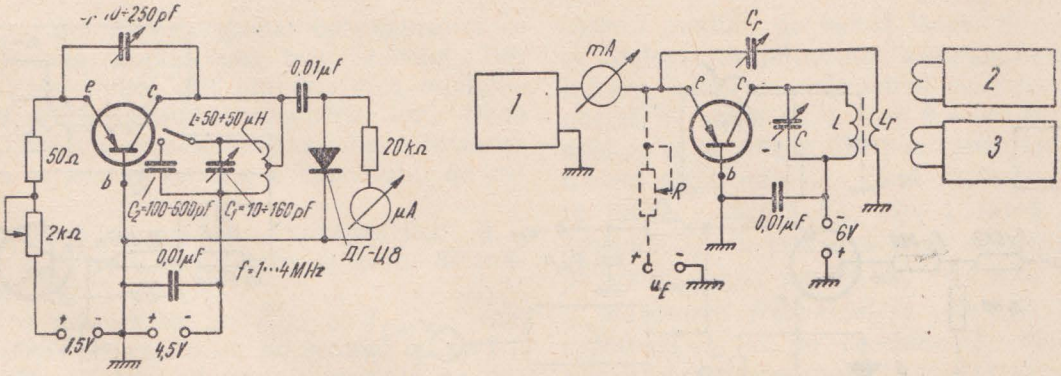


Fig. 14.29. Măsurarea frecvenţei maxime de oscilaţie a tranzistoarelor:
1 — modulator; *2* — undametru cu absorbţie; *3* — indicator.

astfel generatorul calibrat la intrarea tranzistorului şi se măreşte treptat tensiunea de zgomot a generatorului pînă cînd la ieşire se citeşte o putere dublă faţă de prima citire.

Citirea factorului de zgomot se face pe scara generatorului calibrat direct în dB. Instrumentele de curent continuu servesc pentru controlul regimului de lucru al tranzistorului în c.c.

Tranzistoarele moderne cu joncțiuni au factorul de zgomot între 2 și 10 dB, asigurînd o sensibilitate utilă a amplificatoarelor, comparabilă cu cea a tuburilor electronice.

Amplitudinea tensiunii de oscilație se poate măsura la bornele $U_{ieș}$ cu un voltmetru electronic de curent alternativ (I_1 în poziția *1*) sau poate fi indicată de becul cu neon din circuitul

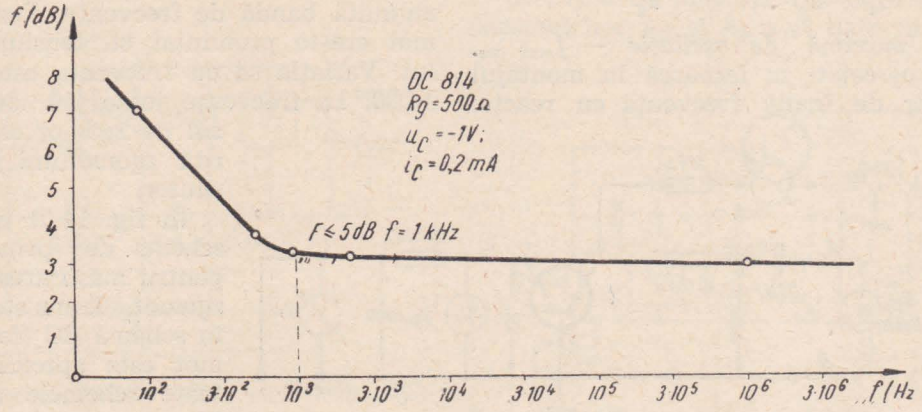


Fig. 14.30. Variația factorului de zgomot cu frecvența la un tranzistor cu zgomot redus.

c. Aparate pentru încercarea rapidă a tranzistoarelor

Aparatul a cărui schemă este prezentată în fig. 14.32 se bazează pe încercarea tranzistorului ca oscilator. Curentul colectorului este un indiciu al amplificării unui tranzistor atunci

secundar al transformatorului (I_1 în poziția 2). Regimul de curent continuu al tranzistorului I_B) este determinat atît de rezistențele R_2 și R_3 din circuitul bazei, cît și de poziția potențiometrului P_4. Rezistențele R_2, R_3, R_4 formează de fapt un divizor de tensiune de pe care se negativează baza. Cînd cursorul potențio-

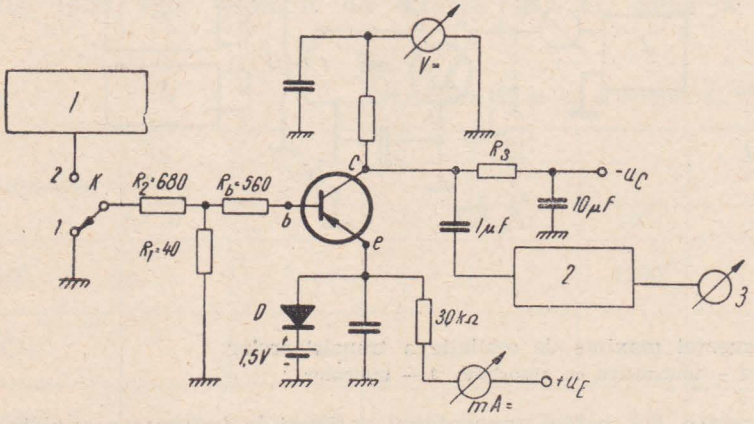


Fig. 14.31. Măsurarea factorului de zgomot:
1 — generator calibrat de zgomot; *2* — amplificator selectiv pe frecvența f = 1 kHz și banda de trecere Δf=6060 Hz; *3* — indicatorul puterii de zgomot.

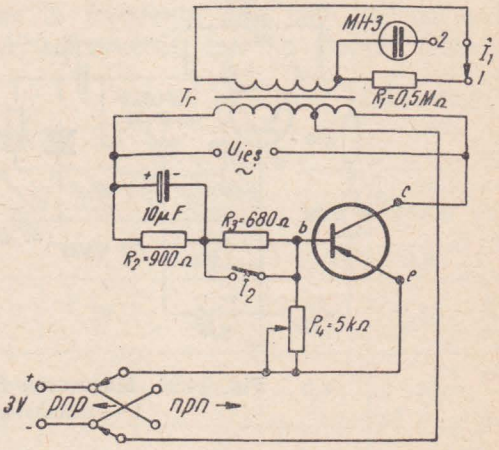


Fig. 14.32. Aparat pentru sortarea și compararea tranzistoarelor.

cînd tranzistorul funcționează ca oscilator. Un tranzistor care mai oscilează la I_C=0,1 mA are amplificarea β mai mare decît tranzistorul care încetează să oscileze la I_C=0,2 mA.

metrului P_4 este sus, tensiunea între bază și emitor este mică și I_B este minim. Încercarea decurge astfel: se fixează tranzistorul în clemele *b*, *e*, *c* și se așază cursorul potențiometru-

Arhiva digitala SaDAng

lui P_4 jos, astfel că în circuitul bazei curentul va fi mare. Tranzistorul intră în oscilație și voltmetrul electronic sau becul cu neon indică amplitudinea tensiunii. Apoi se micșorează încet (cu potențiometrul P_4) curentul bazei pînă la întreruperea oscilațiilor. Dacă cursorul potențiometrului P_4 este gradat corespunzător, se poate aprecia amplificarea tranzistorului. Becul cu neon indică atît amplitudinea oscilațiilor cît și momentul întreruperii lor. Două tranzistoare cu caracteristici similare întrerup oscilația la aceeași valoare a curentului de colector.

Determinarea rapidă a parametrilor h_{11e}, β, I_{CEO} și f_α este posibilă cu aparatul de măsurat din fig. 14.33 [7].

Pentru măsurarea lui h_{11e} și $f_{max\ osc}$ mai este necesar un generator de semnal cu $f=1$... ...200 kHz și un voltmetru electronic cu domeniul 0,1—1,5 V.

Alimentarea aparatului se face din două baterii de buzunar de 4,5 V.

Măsurarea curentului I_{CEO}. Comutatorul C cu 4×3 contacte se așază în poziția 2, iar întrerupătorul I_2 se închide. Microampermetrul indică direct curentul I_{CEO}.

Măsurarea parametrului β. Comutatorul C se așază în poziția 3 și cu potențiometrul R_4 se obține nulul instrumentului. Apăsînd butonul I_1, instrumentul indică direct amplificarea β în curent continuu.

Măsurarea parametrului h_{11e}. Semnalul generatorului (1 kHz) se aplică la bornele AB. Întrerupătorul I_2 rămîne închis. Rezistența R_9 servește ca rezistență de sarcină pentru tranzistorul de încercat. Tensiunea de la ieșirea tranzistorului este amplificată (30 dB) în amplificatorul auxiliar de bandă largă. Se închide I_3, se reglează amplitudinea semnalului aplicat la intrare, astfel ca voltmetrul electronic Ve_1 conectat la ieșire să indice 0,3 V. Se deschide apoi I_3 și se citește din nou tensiunea pe voltmetrul electronic Ve_1. Dacă notăm cu n această citire, atunci $h_{11e}=2n-1$ (kΩ). Dacă se deschide I_2, cu citirea a treia se poate calcula parametrul h_{11e} pentru $R_s=4{,}4$ kΩ.

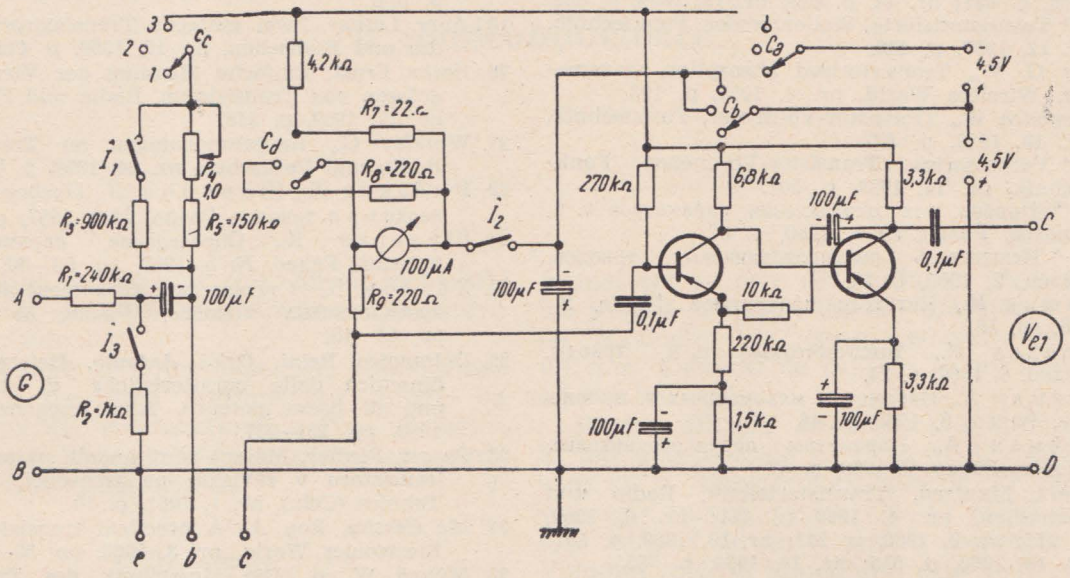


Fig. 14.33. Aparat pentru măsurarea parametrilor h_{11e}, f_α, I_{CEO} și β.

Măsurarea frecvenței f_β. Se închide întrerupătorul I_2 și se deschide I_3. Se reglează semnalul de intrare cu $f=1$ kHz, pînă cînd se obține la ieșire tensiunea de 1 V măsurată cu voltmetrul electronic Ve_1. Apoi se mărește frecvența menținîndu-se constantă tensiunea aplicată la intrare și se observă frecvența f_β, la care β scade la 70% din β măsurat la frecvența de 1 kHz. Cu această frecvență se calculează frecvența limită f_α după relația $f_\alpha=\beta\cdot f_\beta$.

Precizia de măsurare a întregului aparat depinde de toleranțele rezistențelor R_1, R_2, R_3, R_5, R_7 și R_8.

Bibliografie

1. *Heindl C.*, Kennlinienschreiber für Röhren oder Transistoren und Dioden, Funktechnik, nr. 11, 1959, p. 392.
2. *Lennartz H. u. Taeger W.*, Transistor Schaltungstehnik, Funktechnik, nr. 12, 1959, p. 424; nr. 17, 1959, p. 631; nr. 14, p. 496; nr. 15, 1959, p. 588.
3. * * * Transistorisierte Wellenmesser Funktechnik, nr. 12, 1959, p. 436.
4. *Short G. W.*, Transistorized absorption wavemeter, Wireless World, nr. 4, 1959, p. 193.
5. *Diefenbach W.*, Transistor-Voltmeter, Funktechnik, nr. 18, 1958, p. 622.
6. * * * Verbessertes Transistor-Voltmeter, Funktechnik, nr. 14, 1959, p. 501.
7. * * * Прибор для определения параметров п. п. триодов, Радио, № 1, 1960, p. 62.
8. * * * Испытатель полупроводниковых триодов, Радио, 2, 1960, p. 54.
9. Ивашин И., Читатели придлагают, Радио, 2, 1960, p. 56.
10. Палехов И., Высочастотные п. п. триоды, Радио, 6, 1960, p. 24.
11. Клейман А., Параметры маломощных п. п. триодов, Радио, 8, 1960, p. 48.
12. Клейман А., Параметры полупроводниковых диодов, Радио, 9, 1960, p. 57.
13. *Pulvers Manfred*, Transistortehnik, Radio und Fernsehen, nr. 4, 1960 p. 111; nr. 6, 1960, p. 177; nr. 8, 1960, p. 243; nr. 10, 1960, p. 307; nr. 16, 1960, p. 515; nr. 18, 1960, p. 585.
14. *Hanisch H. J.*, Halbleiterinformationen, Radio und Fernsehen, nr. 8, 1960, p. 241; nr. 9, 1960, p. 269; nr. 10, 1960, p. 305; nr. 11, 1960, p. 339; nr. 13, 1960, p. 409; nr. 19, 1960, p. 609.
15. *Günzel Kurt*, Der Einfluss des Kollektorstromes auf das Verhalten von transistor-Schaltungen bei Impulsbetrieb, Radio und Fernsehen, nr. 11, 1960, p. 344.
16. *Herrfurth J.*, Temperaturmessung mit Ge-Flächengleichrichter, Radio Fernsehen, nr. 16, 1960, p. 512.
17. *Glaser W.*, Transistorprüfgerät zur Messung von Betriebsgrössen, Radio und Fernsehen, nr. 16, 1960, p. 517.
18. *Laffay Pierre*, Selengleichrichter und Siliziumdioden, Radio und Fernsehen, nr. 19, 1960, p. 611.
19. *Auer Lothar*, Zwei einfache Transistorprüfer, Radio und Fernsehen, nr. 15, 1959, p. 473.
20. *Botke Ernst*, Einfache Messung der Vierpolkenngrössen von Transistoren, Radio und Fernsehen, nr. 17, 1959, p. 548.
21. *Winkler G.*, Rauschmessungen an Transistoren, Radio und Fernsehen, nr. 24, 1958, p. 725.
22. Рыбаков Л., Шарапов Л., Прибор для проверки п.п. триодов, Радио, № 9, 1957, pp. 49—50.
23. Шульгин К., Определение параметров п.п. триодов, Радио, № 5, 1958, pp. 58—60.
24. Хохлов Б., Статические характеристики полупроводниковых триодов, Радио, № 6, 1958, pp. 43—46.
25. *Dolmenico Brini, Driol Antonio*, Determinazione dinamica delle caratteristiche di transistori pnp di bassa potenza, Alta frecqenza, nr. 2, 1960, pp. 251—257.
26. *Pajgrt, Fiedler*, Méreni admitančnih parametru Ye transistoru v závisloti na frecvenci, Sdelovaci Tehnica (Ceh.), nr. 1, 1961, p. 10.
27. *Mc Carthy, Roy A.*, A practical transistor tester, Electronics World, nr. 3, 1960, pp. 80—81.
28. *Münch W. v.*, Die Messtehnik des Transistors, Fernmelde-Ingenieur, nr. 7, 1960, pp. 1—30.
29. *Deracinois Albert*, Appareils de mesure du gain en courants de transistors à jonctions. Electronique, nr. 162, 1960, pp. 11—19.
30. *Reinsch Hans*, Grundsätzliches über die Kennlinien. Aussteurung von Transistoren, Elektro-Welt, nr. 3, 1960, pp. 66—67.
31. *Biljon L.*, Measurement of transistor current gain, Bulletin Electr. Engeneering, nr. 24, 1960, pp. 63—68.

Arhiva digitala SaDAng

XV

Piese miniaturizate folosite în aparatele şi instalaţiile cu semiconductoare

Gabaritul redus este una din caracteristicile pieselor ce intră în compunerea aparaturii tranzistorizate.

Rezistenţele şi potenţiometrele, transformatoarele de frecvenţă intermediară şi cele de audiofrecvenţă, condensatoarele fixe şi variabile, difuzoarele, sursele de alimentare electrică au fost miniaturizate.

a. Rezistenţe

Rezistenţele fixe şi potenţiometrele pentru montajele cu tranzistoare se produc într-o varietate de mărimi şi puteri, începînd cu microrezistenţele fixe de 0,05 W şi mergînd pînă la potenţiometrele de 2—3 W.

Problema zgomotului termic al rezistenţelor nu constituie o dificultate acută, deoarece tensiunea de lucru este mică, iar factorul de zgomot al tranzistoarelor este şi aşa destul de ridicat. Tehnologia modernă a rezistenţelor miniatură a rezolvat problema depunerii unui strat de grafit de 0,001—0,2 μ pe un baston de steatit sau radioporţelan. Axul potenţiometrelor miniatură are unghiul de rotaţie de 230—280°, iar caracteristica de variaţie a rezistenţei este liniară, logaritmică sau exponenţială.

b. Transformatoare de frecvenţă intermediară şi de joasă frecvenţă

Transformatoarele de frecvenţă intermediară pentru radioreceptoarele cu tranzistoare (450—480 kHz) au în general un volum de 3—6 cm^3 cu dimensiuni uzuale de 12×12×15 (în mm), 15×15×20 (în mm), sau ⌀15, h=20 mm. Circuitul magnetic al acestor transformatoare se face din ferită cu permeabilitatea iniţială μ_0=300—600, iar înfăşurarea se face cu conductor de cupru emailat de 0,08—0,1 mm. Factorul de calitate în gol atinge valoarea 150—250.

Pentru filtrele de frecvenţă intermediară în radioreceptoarele de UUS (8—11 MHz), precum şi în transformatoarele de *FI* din televizoarele tranzistorizate (25—40 MHz) se folosesc miezuri de ferită pentru frecvenţe înalte. Volumul total al blindajului este 6—10 cm^3, dimensiunile uzuale fiind 20×20×30 (în mm): miezurile de ferită au μ_0=50...100 iar factorul de calitate al circuitelor, Q=80...150, în gol.

Transformatoarele de joasă frecvenţă pentru cuplaj sau de ieşire se execută cu miezuri feromagnetice de mare permeabilitate permalloy, mumetal (muperm) sau cu miezuri din semiconductoare feromagnetice. În unele cazuri se folosesc şi miezuri din tablă subţire de oţel puternic aliat cu siliciu, sau bandă silicioasă. În ultimul timp se utilizează tot mai mult miezurile „C" cu caracteristici superioare tolelor E+I sau E+E. Utilizarea materialelor de înaltă calitate cît şi dimensionarea raţională a circuitului magnetic permit reducerea gabaritului transformatoarelor de joasă frecvenţă. Se pot realiza transformatoare cu putere de 0,2—1 W la frecvenţa medie de 1 000 Hz, avînd un volum de 2—5 cm^3 şi greutatea 16—50 g, adică de 5 ori mai mici decît transformatoarele din tablă de oţel silicios.

c. Condensatoare

Condensatoarele de gabarit redus pentru montajele cu tranzistoare au putut fi realizate datorită progresului obţinut în tehnologia ma-

Tabela 15.1

Caracteristicile dielectricilor noi

Dielectricul	ε	tg δ	ΔC/°C ±	Utilizarea	
Polistirol-polistiren-stiroflex	2 ... 2,8	1 ... $9 \cdot 10^{-4}$	—	a. f.	50 ... 20 000 pF
Teflon (floun)	1,9 ... 2,2	1 ... $3 \cdot 10^{-4}$	+	a f.	100 ... 20 000 pF
Terilen (lavsan)	3,2 ... 4	1 ... $2 \cdot 10^{-4}$	+	a. f.	1 000 .. 100 000 pF
Radiosteatită	7,5 ... 8	$4 \cdot 10^{-4}$	$+(80 \ldots 140) \cdot 10^{-6}$	condensatoare tubulare, disc	1 ... 10 000 pF
Ultraporțelan	8 ... 9	$6 \cdot 10^{-4}$	$+(80 \ldots 140) \cdot 10^{-6}$	î. f.	1 ... 2 200 pF
Termocond	12 ... 30	$9 \cdot 10^{-4}$	$(-50 \ldots +50) \cdot 10^{-6}$	a. f.	6 800 ... 15 pF
Ticond	50 ... 200	$1 \cdot 10^{-3}$	$(-500 \ldots +500) \cdot 10^{-6}$	î. f.	500 ... 10 000 pF
Segnetoceramice	1 000 ... 6 000	$4 \cdot 10^{-2}$	—	a f.	0,005 ... 100 μF
Oxid de aluminiu	9 ... 10	$5 \cdot 10^{-2}$	+	Filtraj a. f.	1 ... 100 μF
Oxid de tantal	12	$1 \cdot 10^{-1}$	+	Filtraj a. f.	1 ... 1 000 μF

terialelor dielectrice cît și datorită tensiunii reduse de lucru a schemelor cu semiconductoare.

Proprietățile dielectricilor moderni utilizați în electronica semiconductoarelor sînt date în tabela 15.1.

Pentru înaltă frecvență se folosesc condensatoare tubulare și disc cu dielectric de radiosteatit, ultraporțelan, termocond și ticond. Condensatoarele tubulare și disc miniaturizate oferă posibilitatea realizării de montaje compacte și de volum redus.

Condensatoarele tubulare și disc cu dielectric segnetoceramic (constanta dielectrică ε pînă la 10 000) se construiesc pentru valori mari: 20—100 μF și tensiuni mici de lucru 6—30 V, și se folosesc pentru cuplaje în etajele de joasă frecvență. Tot pentru joasă frecvență sînt indicate și condensatoarele cu dielectric din rășini dielectrice, poliesteri, polistirol, terilen etc.

Condensatoarele disc au diametrul cuprins între 3 și 15 mm la o grosime de 0,5—3 mm, iar condensatoarele tubulare au diametrul 3,2—6 mm și lungimea 8—20 mm pentru capacități cuprinse între 2 și 30 000 pF.

Condensatoarele electrolitice miniaturizate se construiesc astăzi aproape exclusiv pe bază de oxid de aluminiu și oxid de tantal. În aceste condensatoare, anodul este o foiță subțire de aluminiu oxidat sau tantal oxidat superficial, iar purtătorul de electrolit împreună cu o foiță bună conductoare formează catodul. Aceste condensatoare se produc pentru tensiuni de lucru de 2—70 V și capacități cuprinse între 1 și 500 μF. Grosimea foiței de aluminiu sau tantal este de obicei 8—12 μ, iar stratul de oxid superficial are grosimi de 0,01—0,1 μ. Spre deosebire de acestea, condensatoarele electrolitice pe bază de aluminiu au foițe de ordinul a 50 μ și stratul de oxid de ordinul 1 μ, constanta dielectrică ε mai mică și gabaritul mult mai mare. Astfel un condensator de tantal cu $\varnothing = 3$ mm și $l = 9$ mm are capacitatea 20 μF (tensiunea de lucru 3 V), iar un condensator cu $\varnothing = 4{,}5$ mm și $l = 15$ mm are o capacitate de 50 μF (tensiunea de lucru 30 V).

Ultimele realizări în acest domeniu sînt condensatoarele poroase de tantal. Anodul este o capsulă cilindrică din tantal poros presat și oxidat prin sinterizare, cufundat într-un mic vas cu electrolit. Suprafața efectivă de contact a anodului poros cu electrolitul și deci capacitatea este foarte mare. Aceste condensatoare au curenți de fugă extrem de mici (0,1 μA/μF), pierderi dielectrice mici ($\operatorname{tg} \delta = 0{,}1$). Ca toate condensatoarele electrolitice, condensatoarele poroase de tantal sînt unipolare.

În U.R.S.S. aceste condensatoare se produc în două mărimi: ЭТО-1 (1—80 μF pentru $U = 70 \ldots 5$ V) și ЭТО-2 (100—1 000 μF pentru $U = 50 \ldots 3$ V). Temperatura de lucru a condensatoarelor poroase poate fi cuprinsă între −60 și +150°C.

Capacitatea specifică a condensatoarelor electrolitice a crescut în ultimii ani de la 2—3 μF/cm³ la 17—20 μF/cm³ (tensiunea convențională de 12 V).

Progresul tehnologiei condensatoarelor a mers și mai departe, astfel că în anul 1960 s-au realizat condensatoare electrolitice microminiatură în care electrolitul este înlocuit cu un strat semiconductor solid, de exemplu

Arhiva digitala SaDAng

bioxid de mangan, iar anodul este reprezentat de o foiță subțire din tantal. La aceste condensatoare, curentul de fugă variază mai pronunțat cu temperatura, dar cu toate acestea, ele pot lucra între 200 și 300°C.

Datorită existenței electrolitului, în condensatoarele electrolitice există întotdeauna o mică tensiune de polarizare care se poate măsura la bornele condensatorului. Această tensiune influențează repartiția polarizărilor mai ales față de emitor și bază. De aceea, în ultima vreme se construiesc condensatoare nepolarizate, în care ambele foițe ale condensatorului sînt oxidate.

Condensatoarele variabile pentru radioreceptoarele cu tranzistoare se execută cu capacitatea minimă de 5–8 pF, iar cea maximă 150–200 pF, cu dielectric aer și cu gabarit redus, volumul nedepășind 50–80 cm^3.

d. Difuzoare

Parametrii care caracterizează difuzorul sînt următorii: puterea nominală, presiunea acustică medie, gama de frecvențe redate, neuniformitatea caracteristicii, distorsiunile neliniare (de amplitudine) și rezistența, respectiv impedanța bobinei mobile. Sensibilitatea difuzoarelor se exprimă prin presiunea acustică (măsurată în bari (dină/cm^2) pe care o creează difuzorul la distanța de 1 m, atunci cînd în bobina mobilă se aplică puterea de 0,1 VA. Randamentul difuzorului depinde de mai mulți factori, în special de inducția magnetică în întrefier și de suprafața membranei.

Difuzoarele de gabarit redus sînt în marea lor majoritate de tipul permanent dinamic. În stadiul actual al tehnicii se asigură următoarele valori medii ale parametrilor:

puterea nominală: 0,2–0,5 W;

presiunea acustică: 2–3 bari (dine/cm^2);

gama de frecvențe: 150–7 000 Hz;

neuniformitatea caracteristicii: 12–18 dB;

coeficientul de distorsiuni: 5–10% la 200–400 Hz.

În condițiile gabaritului redus, mărirea randamentului este posibilă numai prin mărirea inducției în întrefier. Aceasta se obține prin folosirea magneților de mare energie: $W = H_c \cdot B_r = (4{,}8 \ldots 5{,}5) \cdot 10^6$ Gs·Oe (tabela 15.2).

Tabela 15.2

Caracteristicile magneților permanenți

	$B_r \cdot 10^3$ Gauss	H_c Oerstedt	$W \cdot 10^6$ 9 ×Oe	γ gr/m^3	Cost relativ
ANKO—4	10 . . . 13	500 . . . 800	4,5 . . . 4,8	7,8	100%
Feroxdur$_1$	2 . . . 4	1,6 . . . 2,10^3	2,5 . . 3,7	4,7	30%

În fig. 15.1 se prezintă caracteristica energiei specifice pentru megneții metalici și cei din ferită dură. Realizarea cu succes a difuzoarelor miniaturale este condiționată de asigurarea următorilor indici constructivi:

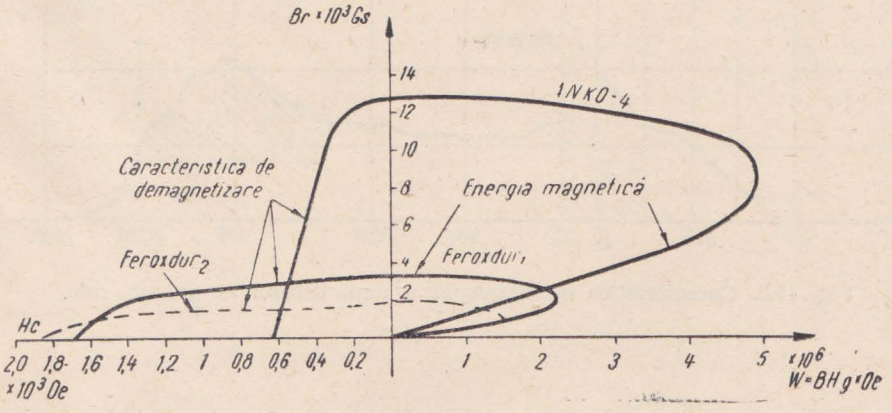


Fig. 15.1. Caracteristica energiei specifice a magneților.

– inducția în întrefier trebuie să fie 7 000–13 000 Gs pentru mărirea randamentului, iar întrefierul optim $\delta = 0{,}7 \ldots 0{,}9$ mm;
– unghiul de deschidere al membranei de 130–150°, pentru a favoriza coborîrea

frecvenței proprii de rezonanță și a îmbunătăți redarea frecvențelor joase;
- greutatea echipajului mobil este 0,5... 1,2 g;
- diametrul membranei este de 60–100 mm; membrana este rotundă sau eliptică, pentru a reda bine și frecvențele înalte;
- grosimea membranei este 0,12–0,2 mm.

Frecvența proprie de rezonanță a difuzoarelor de gabarit redus este cuprinsă de obicei între 150 și 400 Hz și se folosește pentru ridicarea caracteristicii de frecvență la limita inferioară a frecvențelor redate.

Pentru conectarea difuzoarelor prin transformator de ieșire, rezistența bobinei mobile trebuie să fie de 4–8 Ω. Pentru conectarea directă în circuitul de colector sau emitor al etajului final, rezistenta bobinei mobile trebuie să fie de 15–60 Ω. Se folosesc și difuzoare miniatură cu conectare diferențială (cu priză mediană) directă. Acestea au rezistența în c.c. de 30–50 Ω.

În fig. 15.2 este prezentată caracteristica de frecvență a unui difuzor de gabarit redus, din care se poate observa ridicarea frecvențelor joase în zona frecvenței de rezonanță pe de o parte și redarea favorizată a frecvențelor înalte datorită dimensiunilor reduse ale membranei.

În tabela 15.3 se prezintă caracteristicile unor difuzoare de gabarit redus.

Tabela 15.3

Caracteristicile unor difuzoare cu gabarit redus

	0,25 ГД 2	Grundig	Zenith	Philco
Puterea nominală, VA	0,25	0,25	0,25	0,25
Gabarit	⌀70×30	102×36×28	⌀68×30	⌀100×50
Inducția în întrefier	6 000	6 500	6 000	7 500
Banda de frecvențe redate, Hz	400–3 500	150–12 000	200–3 000	180–7 000
Impedanța la 1 000 Hz, Ω	24	8,4	14,5	3,2
Greutatea sistemului	0,5	095	0,6	1,1
Unghiul membranei, °	131	136	146	120
Neuniformitatea caract., dB	18	16	15,8	15,6
Frecvența de rezonanță Hz	300 ± 30	210	345	290
Presiunea acustică medie, bar	2,9	2,7	1,8	2,7

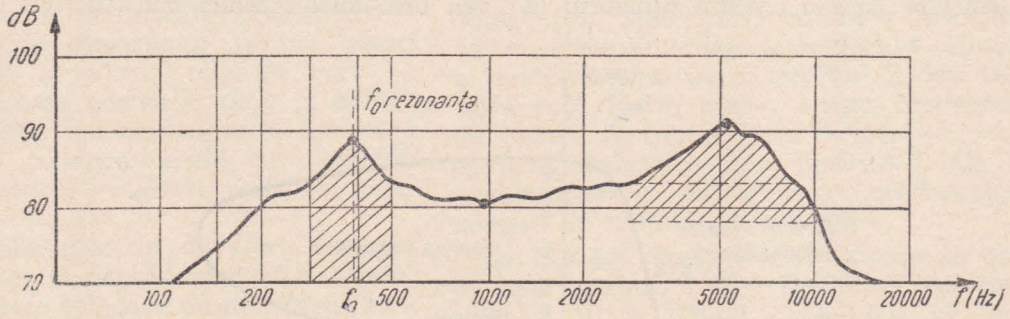


Fig. 15.2. Caracteristica de frecvență a unui difuzor cu gabarit mic.

Arhiva digitala SaDAng

Bibliografie

1. *Diefenbach W.*, Entwicklungslinien in der Bauelemente-Fertigung, Funktehnik, nr. 20, 1959, p. 723.
2. *Diefenbach W.*, Bauelemente für Rundfunk, Fernsehen und Elektronik, Funktehnik, nr. 21, 1959, pp. 724—726.
3. Дольник А., Румяцев, Горомкоговорители для малогабаритных приемников, Радио, № 10, 1960, p. 31.
4. Варламов Р., Малогабаритные конденсаторы настройки карманных приемников, Радио, № 12, 1960, p. 21.
5. Малинин Р. М., Конденсаторы и сопротивления, Воениздат. Москва, 1959.
6. Кольцов Б. В., Миниатюрные громкоговорители для приемников на транзисторах, Госэнергоиздат, Москва, 1960.
7. * * * Типовые ферритовые сердечники, Радио, № 8, 1959, Москва.
8. *Rejmanek Miroslav*, Mezifrekvencni transformator Sdelovaci Tehnica, nr. 5, 1960, p. 174.
9. * * * Neue Tantal-Elektrolytkondensatoren für grosse Temperaturbereiche, Radio und Fernsehen, nr. 12, 1960, p. 387.

Bibliografie generală

1. Полупроводники в науке и технике, т. 1, под редакцией А. Ф. Иоффе, Издательство Академии Наук СССР, Москва-Ленинград, 1957.
2. Полупроводники в науке и технике, том 2, Idem, 1958.
3. Ло, Ендрес, Завельс и др., Основы полупроводниковой электроники (перевод с английского), Советское радио, Москва, 1958.
4. Полупроводниковая электроника, колектив, редактор Шамшур В. И., Госэнергоиздат, Москва-Ленинград, 1959.
5. Карролл Дж., Электронные схемы на полупроводниковых триодах (перевод с английского), Изд. Иностраннои литературы, Москва, 1959.
6. Меинке Х., Гундлах Ф, Радиотехнический справочник (перевод с немецкого), Госэнергоиздат, Москва-Ленинград, 1960.
7. Власов В. Ф., Электронные и ионные приборы, Связьиздат, Москва, 1960.
8. Полупроводниковые триоды в радиотехнических схемах редактор Кругман Л. перевод с английского), Воениздат, Москва, 1958.
9. Ризкин А. А., Основы теории усилительных схем, Советское радио, Москва, 1958.
10. Шокли В., Теория электронных П. П., Изд. Иностранная литература, Москва, 1959.
11. * * * Транзисторная электроника в приборостроении, редактор Чистяков Н. И., Москва, 1959.
12. Вассер Ж. П., Схемы на п. п. приборах, Изд. Советское радио, Москва, 1956.
13. Полупроводниковые триоды и их применение, редактор Ши Ф Госэнергоиздат, Москва, 1957.
14. *Buznea Dinu,* Curs de tranzistori, Ed. Acad. Militare, Bucureşti, 1960.
15. *Dosse Ioachim,* Der Transistor, Ed. R. Oldenbourg, München, 1955.
16. *Dosse Ioachim,* Der Transistor, Ed. R. Oldenbourg, München, 1958, ediţia a II-a.
17. *Mann-Fischer,* Fernsehtechnik, vol. I, II, Fachbuchverlag, Leipzig, 1959.
18. *Falter M.,* Dioden und Transistortechnik, Technik-Verlag, Berlin, 1958.
19. *Richter Heinz,* Transistor Praxis, Ediţia 3, Stuttgart, 1958.
20. Бройде А. М., Электронные лампы и п. п. приборы, Госэнергоиздат, Москва-Ленинград, 1958.
21. Лобанова И. Н., Полупроводниковые диоды и триоды, Изд. ДОСААФ, Москва, 1958.
22. Петров И. Н., Полупроводниковые триоды, Изд. Министерства Обороны СССР, Москва, 1957.
23. * * * Semiconductori, Editura Academiei R.P.R., Seria Tehnică, nr. 46 (traduceri), Bucureşti, 1956.
24. Пумпер Е. И., Кристаллические диоды и триоды, Госэнергоиздат, 1953.
25. * * * Полупроводниковые приборы и их примененуе, под редакцией Федотова Я. А., изд. 2-е, ское радио, Москва, 1957.
26. *Gherşzon E. V., Nikolaevski I. F.,* Utilizarea tranzistoarelor în radio şi televiziune (trad. din l. rusă), Editura Tehnică, Bucureşti, 1958.
27. *Roman Stere,* Tranzistorul, Editura Tehnică, Bucureşti, 1957.
28. Попов П. А., Расчет транзисторных усилителей звуковой частоты, Госэнергоиздат, Москва-Ленинград, 1960.
29. Иоффе А. Ф., Полупроводниковые термоэлементы, Изд. Академии Наук СССР, Москва-Ленинград, 1960.
30. * * * Использование п. п. приборов в узлах электронной аппаратуры, под ред., Степаненико И. П., Госэнергоиздат, Москва-Ленинград, 1958.
31. * * * Приненение п. п. приборов в авиационных радиотехнических устройства, под редакцией Гоноровского И. С., Обороигиз, Москва, 1960.

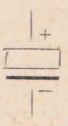
Reviste şi periodice (principale)

1. Радио, 1954, 1955, 1956, 1957, 1958, 1959, 1960, 1961.
2. Radio und Fernsehen, 1956, 1957, 1958, 1959, 1960, 1961.
3. Funktechnik, 1957, 1958, 1959, 1960, 1961.
4. Funkschau, 1958, 1959, 1960, 1961.
5. Electronics, 1958, 1959, 1960, 1961.
6. Electronics World, 1959, 1960, 1961.
7. Elektronische Rundschau, 1958, 1959, 1960, 1961.
8. Elektronische Rechenlagen, 1959, 1960, 1961.
9. Elektronik, 1960, 1961.

Arhiva digitala SaDAng

10. Fernmelde Ingenieur, 1960, 1961.
11. Радиотехника, 1957, 1958, 1959, 1960, 1961.
12. Техника кино и телевидения, 1959, 1960, 1961.
13. Экспресс Информация, 1960, 1961.
14. Радиотехника и электроника, 1960, 1961.
15. Electronique industrielle, 1959, 1960, 1961.
16. Electronic Engeneering, 1959, 1960, 1961.
17. Radio-Industria-Televisione, 1959, 1960.
18. Radioélectronique professionnelle, 1960, 1961.
19. Funkamateur, 1957, 1958, 1959, 1960, 1961.
20. Radiotechnika, 1955, 1956, 1957, 1958, 1959, 1960, 1961 (Ung.).
21. Amaterske Radio, 1957, 1958, 1959, 1960, 1961.
22. Sdelovaci Tehnika, 1958, 1959, 1960, 1961.
23. Radioamater, 1959, 1960, 1961 (Pol.).
24. Radioamator, 1958, 1959, 1960, 1961 (Jugosl.).
25. Радио и Телевизия, 1960, 1961.
26. Реферативный журнал — Автоматика и радиоэлектроника, 1961.
27. Automatica şi Electronica, 1958, 1959, 1960.
28. Electrotehnica, 1960, 1961.

E R A T A

Pag.	Coloana	Rîndul	Cum este scris	Cum trebuie citit	Din vina
22	1	9 şi 12	regiunea *p* regiunea *n*	regiunea *n* regiunea *p*	Autorului
62	Schema 2.26, *b* se înlocuieşte cu schema 4.18, *b* şi invers				Autorului
95	2	4 şi 17	5 şi 10% 50 ... 500 kΩ	5 şi 70% 2 ... 50 kΩ	Autorului
266	Fig. 13.14, *f*			 200 μF	Autorului
271	Formula (1)		$\frac{}{(S_e + R_S)}$	$\frac{}{(r_e + R_s)}$	Editurii
285	2	5	$I_{CB0} \approx \beta I_{CB0}$	$I_{CE0} \approx \beta I_{CB0}$	Autorului
298	1	5 de jos	$\Delta f = 6060$ Hz	$\Delta f = 600$ Hz	Autorului

Redactor responsabil: Ing. Varia Mihai
Tehnoredactor: Prisecaru Cristina

Dat la cules: 10. 10. 1961. Bun de tipar: 01. 02. 1962. Apărut: 1962. Tiraj: 9000+150 legate. Hîrtie: semivelină de 65 g/m², 540×840/8. Coli editoriale: 32,19. Coli de tipar: 39. Planşe: tipar, 1. A. 03458/1961. C.Z. pentru bibliotecile mari 621.315.592. C.Z. pentru bibliotecile mici 621.

Tiparul executat la Întreprinderea Poligrafică Oradea, str. Moscovei, nr. 5, 6—8 — R.P.R.

Arhiva digitala SaDAng

Circuite cu tranzistoare,

de un colectiv condus de prof. dr. ing. Tudor Tănăsescu

Lei 23,60

Catalog. Noi tuburi electronice şi tranzistoare,

de ing. Al. Popovici, ing. Mugur Săvescu şi ing. C. Serbu

Semiconductoarele în industrie,

de ing. Costin Gheorghiu şi ing. Miron Gheorghiu